

ŘADA B – PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
ROČNÍK XLI/1992 ● ● ČÍSLO 6

V TOMTO SEŠITĚ

Vážení čtenáři	201
STAVEBNÍ PRVKY DRUŽICOVÉHO PŘIJÍMAČE	
Vedení	202
Koaxiální vedení	203
Mikropásková vedení	203
Vlnovodová vedení	205
Další typy vedení	206
Jednoduché přizpůsobovací články	206
Obvody družicového přijímače	207
Bezodrazová propojení	207
Filtry	209
Korektory	
skupinového zpoždění	214
Duplexní obvody	214
Směrové, vazební členy, rozbočovače, slučovače	215
Wilkinsonovy děliče výkonu	216
Filtry s povrchovou akustickou vlnou	217
Směšovače	218
Směšovače diodové a tranzistorové	218
Některá další zapojení	219
Atenuátory a přepínače s diodami PIN	220
Zesilovače	221
Zesilovače s diskrétními tranzistory	221
Hybridní zesilovače	222
Monolitické zesilovače	222
Oscilátory	224
Vyšetrování oscilátorů se sériovou zpětnou vazbou	224
Demodulátory FM	228
Remodulátory	231
Literatura	234
Přílohy	234
Inzerce	240

Vážení čtenáři,

tímto číslem končí další ročník Amatérského radia řady B, pro konstruktéry. Děkujeme vám, že jste nám zůstali věrní i přes množství jiných lákadel, které přinesla „porevoluční“ doba. Díky stálému zájmu o tento časopis nemusela redakce přistupovat během doby k nepopulárním opatřením, jako je např. zvýšení ceny, zmenšení rozsahu atd. I v příštím roce bude tedy stát časopis stále 9,80 Kčs, bude vycházet v nezměněném rozsahu a ve stejně grafické úpravě. V souvislosti s vycházením časopisu nás v současné době „trýzni“ pouze jedno: jak nám pří čtenáři, je v některých místech stále složitější, dokonce někdy i nemožné zakoupit časopis na stánku nebo v prodejnách tabáku, popř. v prodejnách PNS. Je to způsobeno tím, že pokud tyto stánky nebo prodejny vlastní soukromníci, je zcela na jejich vůli, zda ten či onen časopis u vydavatelství objednají, či nikoli. Jestliže prodejci časopis neobjednávají, máte pouze dvě možnosti – buď si časopis předplatit u PNS nebo v administraci vydavatelství, nebo upozornit toho či onoho prodejce, že máte zájem u něho časopis kupovat. Jiná cesta není, neboť redakce nemá možnost časopis distribuovat, nemá na to ani lidi, ani prostředky a není to ani zvykem nikde na světě.

Pokud se tedy rozhodnete kupovat AR řady B i v příštím roce, zde je ediční plán:

V čísle 1 budou probrány technické údaje a typická zapojení nejznámějších převodníků A/D a D/A. Pro další čísla jsou smluvně zajištěny tyto práce:

Antény, kabely a konektory autora Jindry Macouna, jehož příspěvky patřily v minulosti vždy mezi nejzádávanější. Obsahem čísla bude popis antén pro rozhlas, mobilních radiokomunikačních antén, antén pro pásmo občanských radiostanic (CB), antén ze souosých kabelů, část čísla bude věnována porovnávání a měření antén, budou přehledně uvedeny vlastnosti všech dostupných souosých (koaxiálních) kabelů a vý souosých

konektorů a další praktické a použitelné údaje kolem přijímacích antén.

Operační zesilovače autora ing. Josefa Punocháře. Dílo bude obsahovat formou řešených praktických úkolů vysvětlení základních principů a vlastnosti nejpoužívanějších obvodů s operačními zesilovači (filtrů, usměrňovačů, klopných obvodů, generátorů, omezovačů, spínačů, fázovacích článků, zdrojů proudu, převodníků atd.).

Reproduktoře a výhybky trochu jinak autora Bohumila Sýkory, jednoho z nejlepších našich odborníků v nízkofrekvenční technice. V čísle s tímto námětem budou uvedeny moderní poznatky z konstrukce reproduktoriček soustav a jejich částí, částečně i jako reakce na ceny zahraničních (i tuzemských) soustav, které ve své valné většině neodpovídají jakosti těchto soustav.

Konečně autor Vojtěch Voráček se ve své práci **Družicový příjem v praxi** věnuje základním principům družicového příjmu (geostacionární dráha, vyzářené výkony, polarizace, polární dráha), zařízením pro družicový příjem (antény, závěsy antén, ozařovací apod.), polarizačním a kmitočtovým výhybkám, satelitním přijímačům (ukázky obvodových řešení, ukázky řešení tunerů, ovládací logiky, ovládání polarizace apod.) a doplňkovým zařízením (stereofonní dekodéry, systém Panda, pozicionéry, deskramblery apod.). V praktické části bude uveden stavební návod na pozicionér pro přijímač Salora XLE 8901 a na ovládání mechanického polarizéru.

Poslední z čísel je dosud v jednání. Pravděpodobně to bude katalog nějakých polovodičových součástek.

Protože první číslo AR řady B v příštím roce vyjde (předběžně) kolem 20. ledna, přejí již dnes našim čtenářům v České a Slovenské republice i v zahraničí mnoho zdraví, štěstí a spokojenosti a to nejen v příštím roce a těším se s nimi na stránkách AR řady B na shledanou.

Luboš Kalousek

AMATÉRSKÉ RÁDIO ŘADA B

Vydavatel: Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p., 135 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel. 26 06 51.

Redakce: 113 66 Praha 1, Jungmannova 24, tel. 26 06 51. Šéfredaktor L. Kalousek, OK1FAC, linka 354, sekretář linka 355.

Riskne: Náše vojsko, tiskárna, závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastní ulice č. 889/23.

Rozšířuje Poštovní novinová služba a vydavatelství MAGNET-PRESS s. p., Objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská střediska a administrace vydavatelství MAGNET-PRESS s. p., 113 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel. 26 06 51-9. Pololetní předplatné 29,40 Kčs. Objednávky do zahraničí využívejte ARTIA, a. s., Ve smečkách 30, 111 27 Praha 1.

Inzerci přijímá osobně i poštou vydavatelství MAGNET-PRESS, inzerční oddělení, Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294 a redakce AR.

Zá původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Nevyžádané rukopisy nevracíme. ISSN 0139-7087, číslo indexu 46 044.

Toto číslo má výjít podle plánu 20. 11. 1992.
© Vydavatelství MAGNET-PRESS 1992

Vážení čtenáři
z Prahy a okolí
NEPŘEHLEDNĚTE!

K doplnění redakčního kolektivu vypisuje redakce AR konkurs na místo
odborného redaktora

Uzávěrka konkursu je 30. listopadu 1992. Vítány jsou jazykové znalosti, předpokladem je znalost odborného názvosloví a přehled v elektronice.

Ostatní předběžné a doplňující informace na tel. č. 26 06 51, l. 354.

STAVEBNÍ PRVKY DRUŽICOVÉHO PŘIJÍMAČE

Ing. Jiří Otýpka, CSc.

Byla doba, kdy pro většinu z nás byla koupě družicové přijímací stanice finančně nedostupná. Přestože ceny poklesly, pro amatéra je, jak se v mnohých případech ukazuje, nejzajímavější na družicové televizi technická realizace některých částí přijímacího řetězce stanice. I když čtenář Amatérského radia již měl možnost častokrát se na mnoha stránkách tohoto časopisu seznámit s celou řadou obvodových řešení družicového přijímače, předkládáme mu v tomto čísle doplňující informace o možném způsobu řešení obvodů vnitřní a vnější jednotky. Pro úplnost jsou zahrnuta do tohoto příspěvku i některá známější zapojení. Celé řady řešených problémů lze využít nejen při stavbě družicové stanice, ale i při řešení dalších problémů amatérské a profesionální praxe.

Na následujících stránkách se postupně seznámíme s popisem různých typů vedení, směrovými vazebními členy soufázovými či kvadraturními, různými typy filtrů od „audio“ po mikrovlnné pásmo 12 GHz, seznámíme se s řešením oscilátorů, směšovačů a zesilovačů v různých kmitočtových pásmech, uvedeme i zapojení demodulátorů obrazu a zvuku a zapojení dalších obvodů, které zabezpečují funkci a kvalitu zpracování přijímutého signálu. V příloze jsou uvedeny programy pro počítač ZX Spectrum pro návrh pásmových propustí v podkritickém vlnovodu, pro návrh tranzistorových oscilátorů se sériovou zpětnou vazbou a program pro komplexně sduřené přizpůsobení tranzistorů – jsou nalezeny takové impedance zdroje a zátěže (pokud je tranzistor stabilní), které zaručují maximální zisk. Tyto programy byly odzkoušeny při řešení řady praktických problémů. Podíváme se rovněž na to, jak jsou řešeny některé vnější jednotky a uvedeme si masky pro demodulátory FM, oscilátor a masku směšovače s potlačeným zrcadlovým kmitočtem pro vstupní kmitočet 12 GHz a výstupní kmitočet 70 MHz. Je uvedena celá řada ověřených obvodů, doplňených obrázkem či naměřenými parametry; v několika málo případech je uveden pouze návrh, který nebyl ověřen. Další poznatky naleznete čtenář v uvedené literatuře.

Vedení

Šíření elektromagnetické energie je závislá na prostředí, ve kterém se vlnění šíří a na způsobu vybuzení vlnění. Vedení používáme k přenosu signálu nebo částí vedení k vytvoření obvodů s požadovanými vlastnostmi.

Neohraničené prostředí, sférická vlna

V oblasti vzdálené od zdroje elektromagnetické energie můžeme mluvit rovněž o rovinové vlně. Ideální sférickou vlnu stěží vytvoříme, ale v omezeném prostorovém úhlu sférickou vlnu prakticky vytváří každý vysílač. Bez deformací vnějším prostředím vytváří takovou vlnu družicový vysílač.

Kdyby vysílač vysílal skutečnou sférickou vlnu, neovlivněnou směrovostí antény a dodával na vstup všeobecného zářiče výkon

P_{ANT} , byl by dopadající výkon ve velké vzdálenosti r na kolmou rovinu o ploše S

$$P_{REC} = \frac{P_{ANT}}{4\pi r^2} S$$

Anténa vyzářený výkon rozděluje do jednotlivých směrů (obr. 1) podle své směrové charakteristiky $G(\Theta, \varphi)/G(0,0)$. Výkon dopadající potom na oblast, která se nachází ve směru (Θ, φ) a má plochu S , je

$$P_{REC} = \frac{P_{ANT}}{4\pi r^2} G(\Theta, \varphi) S$$

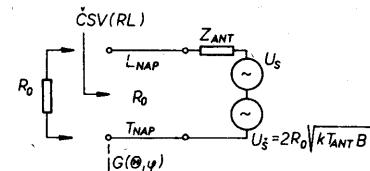
Součin výkonu dodávaného do antény a zisku antény v daném směru označujeme EIRP – efektivní izotropní vyzářený výkon $EIRP = P_{ANT} G(\Theta, \varphi)$.

Takový výkon by tedy měl mít izotropní září, abychom dostali stejnou plošnou výkonovou hustotu. EIRP je parametr běžně uváděný pro jednotlivé družicové systémy v závislosti na místě příjmu a umožňuje na základě vlastnosti přijímací antény určit velikost signálu na jejím výstupu. To vše za předpokladu, že vysílaná vlna není na své cestě zeslabena vlivem vlastností prostředí (obr. 1).

Tolik k vysílání anténě. U přijímací antény potřebujeme znát plochu antény a její celkovou účinnost nebo zisk $G(0,0)$ pro určení velikosti přijímaného signálu, dále přizpůsobení na přírubě napáječe a ekvivalentní šumovou teplotu na přírubě napáječe. Ta je ovlivněna velikostí vložných ztrát napáječe a zdroji šumu v jednotlivých směrech vyzářovací charakteristiky antény. Je-li anténa dobrá.



Obr. 1. Šíření signálu ze směrové a ekvivalentní všeobecné antény



Obr. 2. Náhradní schéma přijímací antény

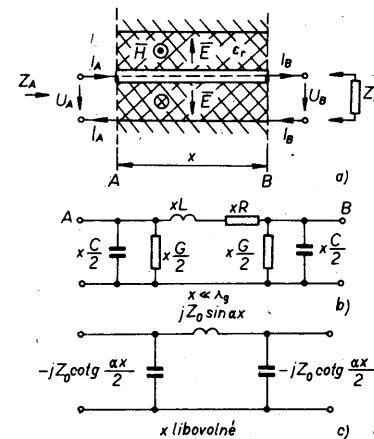
je přizpůsobena, lze pro celkovou ekvivalentní šumovou teplotu antény $T_{\Sigma ANT}$ na přírubě ozařovače psát (obr. 2)

$$T_{\Sigma ANT} = \frac{(L_{NAP}-1) T_{NAP} + T_{ANT}}{L_{NAP}}$$

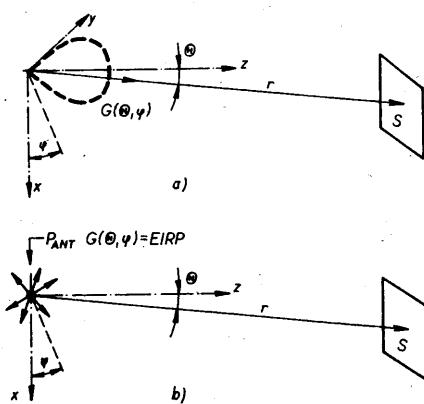
kde T_{ANT} je šumová teplota určená z vnějších zdrojů šumu a směrové charakteristiky, T_{NAP} je fyzická teplota napáječe a L_{NAP} je vložný útlum napáječe.

Vedení s vlnou TEM

Můžeme říci, že jsou to vedení, pomocí nichž můžeme přenášet i stejnosměrný proud, obr. 3a. V nejjednodušším případě



Obr. 3. Vedení s vlnou TEM; a) fyzické provedení, b) náhradní schéma pomocí soustředěných prvků, c) náhradní schéma bez ztrátového vedení



postačuje k určení parametrů řešit okrajovou úlohu pro statické rozložení elektrického nebo magnetického pole v návaznosti na diferenciální rovnice šíření vlny. Takové vedení lze tedy charakterizovat v jednotkové délce indukčnosti L , kapacitou C , odporem R a svodem G . Šíření vlny na vedení potom řešíme za předpokladu, že vedení je složeno z nekonečného počtu dvojbranů se soustředěnými parametry. Tyto dvojbrany (obr. 3b) odpovídají elementárním úsekům výchozího vedení.

Pro vedení se zanedbatelnými ztrátami je vlnová impedance

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{vC} = vL \quad [\Omega; \text{H/m, F/m, m/s}],$$

konstanta šíření (fázová konstanta)

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad [\text{rad/m}],$$

a rychlosť šíření

$$v = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [\text{m/s}],$$

kde λ_g je vlnová délka v daném prostředí a ω je úhlový kmitočet.

Není-li ve vedení magnetický materiál, ale pouze dielektrikum, lze výše uvedené parametry vyjádřit z řešení okrajové úlohy pro elektrické pole:

$$Z_0 (\epsilon_r) = 120 \pi \sqrt{\frac{\epsilon_0}{C (\epsilon_r = 1)} \frac{\epsilon_0}{C (\epsilon_r)}}$$

$$= \frac{Z_0 (\epsilon_r = 1)}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}},$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}}, \quad \lambda = \frac{v_0}{f} \quad [\text{m}] \quad v = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}}$$

$$\epsilon_{\text{ef}} = \frac{\epsilon_0}{\frac{C (\epsilon_r = 1)}{C (\epsilon_r)}} = \left| \begin{array}{l} \text{celý prostor} \\ \text{vedení} \\ \text{zaplněn} \\ \text{dielektrikem} \end{array} \right| = \epsilon_r$$

kde f je kmitočet, v_0 je rychlosť šíření vlnění ve vakuu (3.10^8 m/s), λ vlnová délka ve vakuu, ϵ_{ef} je efektivní permittivita, ϵ_0 permittivita vakuu, ϵ_r je permittivita materiálu, jenž částečně či zcela zaplňuje prostor vedení. Kapacita na jednotku délky vedení $C (\epsilon_r = 1)$ je určena, je-li prostor vedení bez vloženého dielektrika, kapacita $C (\epsilon_r)$ odpovídá vloženému dielektriku.

V reálném vedení existují ztráty a to vlivem konečné vodivosti vedení a ztráty ve vloženém dielektriku. Pro celkovou konstantu útlumu β_c lze psát

$$\beta_c = \beta_v + \beta_d \quad [\text{Np/m}],$$

kde β_v je útlum na jednotku délky vlivem ztrát ve vodičích, β_d je útlum způsobený ztrátami v dielektriku. Při malých ztrátech můžeme psát

$$\beta_v = \frac{R}{2Z_0} = \frac{\alpha}{2Q_v} \quad [\text{Np}],$$

$$\beta_d = \frac{G}{2Y_0} = \frac{\alpha}{2Q_d} = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \delta \quad [\text{Np}],$$

kde

$$Q_v = \frac{\omega L}{R}, \quad Q_d = \frac{\omega C}{G}$$

a $\operatorname{tg} \delta$ je tangenta ztrátového úhlu v dielektriku. Celkový činitel jakosti nezatíženého vedení, které se použije jako rezonátor, je

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_v} + \frac{1}{Q_d}$$

Při velkých Q_0 není třeba opravovat výše uvedené výrazy pro konstantu šíření a vlnovou impedanci.

Útlum β místo v Np/m vyjadřujeme často v dB/m . Pak platí

$$\beta_{\text{dB}} = 8,686 \beta_{\text{Np}}.$$

Je-li vedení dlouhé x metrů, je celkový útlum na vedení v decibelech

$$\beta_{\text{dB}} = 8,686 x \beta_c \quad [\text{dB}; \text{m, Np/m}].$$

Otevřená vedení vykazují ještě útlum v důsledku vyzařování. Celkovou konstantu útlumu β_c určíme nejjednodušší měřením.

Libovolně dlouhý úsek vedení lze popsat rovněž jeho ekvivalentním náhradním schématem (obr. 3c). Prvky obvodu – indukčnost a kapacita – jsou obecně kmitočtově závislé, pouze je-li volen velmi krátký úsek vedení, je toto náhradní schéma tvorené soustředěnými, kmitočtově nezávislými prvky. Náhradní schéma můžeme efektivně použít při řešení celé řady problémů. Jedním z nich může být to, že k optimalizaci obvodu s vedením máme k dispozici pouze program, který může pracovat jen se soustředěnými prvky.

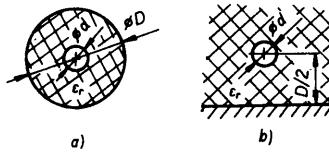
Pro transformaci impedancí mezi dvěma branami na vedení o vlnové impedance Z_0 a o délce úseku x platí

$$Z_A = \frac{\frac{Z_B}{Z_0} \cos \alpha x + j \sin \alpha x}{\cos \alpha x + j \frac{Z_B}{Z_0} \sin \alpha x} Z_0.$$

Z tohoto vztahu vyplývají důležité vlastnosti úseků vedení v úzkém kmitočtovém pásmu. Uvedeme si je později.

Koaxiální souosé vedení, válcové vedení nad deskou

Koaxiální vedení (obr. 4a) používáme pro přenos signálu ve formě koaxiálních (souo-



Obr. 4. Koaxiální vedení a vedení nad rovnou deskou

sých) kabelů a jako stavební prvek vysokofrekvenčních obvodů. Pro vlnovou impedanci lze psát

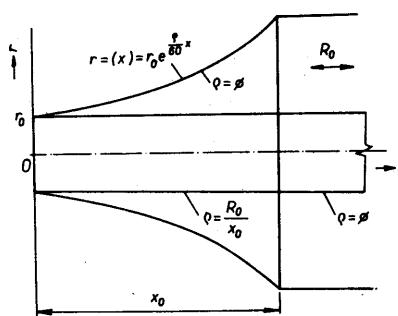
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}.$$

Použijeme-li koaxiální rezonátor, je třeba odhadnout jeho nezatížený činitel jakosti Q_0 . K tomu je třeba znát ztrátový úhel δ , pokud je použit dielektrický materiál, a útlum způsobený konečnou vodivostí. Pro měděný vodič dostaváme

$$\beta_{\text{dB}} = 1,9 \cdot 10^4 \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{f} \frac{1 + D/d}{d \ln D/d} \quad [\text{dB/m, GHz, m}]$$

Válcové vedení (obr. 4b) nad deskou se velmi často používá v oblasti pásmu UKV při realizaci celé řady obvodů. Vlnová impedance je dána vztahem

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{D}{d} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2} \right) \right]$$



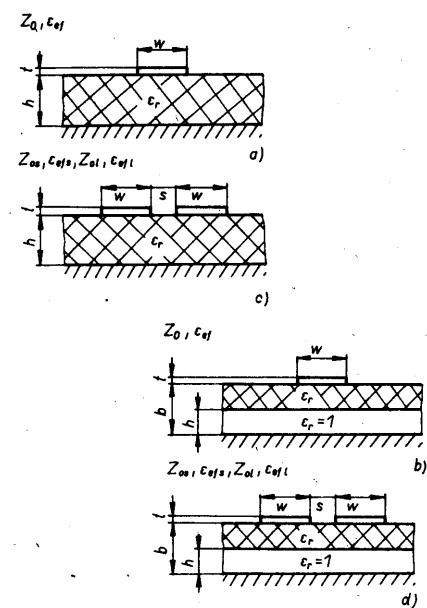
Obr. 5. Bezodrazový koaxiální zakončovací odpór

Bezodrazovou koncovku v koaxiálním vedení potřebujeme nejen při měřeních, ale i při realizaci směrových odbočnic, sduzovací apod. Realizujeme ji podle obr. 5. Použitý rezistor nesmí mít adjustační, vypálené drážky: vhodný je např. typ TR 191, který lze používat až do kmitočtu 12 GHz.

Mikropásková vedení

Mikropásková vedení realizovaná na různých dielektrických podložkách se používá v hybridech mikrovlnných obvodů. Pokud je výška mikropásku nad vodičem podložkou, tak šířka mikropásku podstatně menší než vlnová délka vlny v prostředí odpovídajícím dielektrické podložce, je vybuzen pouze základní vid TEM.

Kromě uspořádání, kdy je prostor pod vodičem páskem zcela zaplněn dielektrikem (obr. 6a), se pro zmenšení ztrát používá i tzv. zavěšené (nesené) mikropáskové vedení (suspended substrate) – obr. 6b.



Obr. 6. Vedení na dielektrické podložce; a) jednoduché vedení, b) vedení na zavěšené podložce, c) vázané vedení, d) vázaná vedení na zavěšené podložce

Ke konstrukci směrových vazebních členů, některých typů pásmových propustí aj. obvodů se používají vázaná mikropásková vedení – obr. 6c, případně pro zmenšení ztrát a zvětšení směrovosti vazebních členů se mohou používat zavěšená mikropásková vedení – obr. 6d.

Tab. 1. Vlnová impedance a zkrácení vlnové délky na mikropáskovém vedení ($t/h = 0$)

ϵ_r	1		2,2		2,53		2,65		4		10	
w/h	Z_0 [Ω]	v/v_0										
0,1	270,5	1	207,1	0,766	196,4	0,726	193,2	0,714	163,3	0,604	106,9	0,411
0,2	222,9	1	170,9	0,767	162,1	0,727	159,4	0,715	134,8	0,605	89,6	0,404
0,3	198,5	1	151,7	0,765	143,8	0,725	141,4	0,713	119,4	0,602	79,2	0,399
0,4	181,5	1	138,3	0,762	131,1	0,722	128,9	0,710	108,7	0,599	71,9	0,396
0,5	168,3	1	127,9	0,760	121,2	0,720	119,1	0,708	100,4	0,597	66,2	0,392
0,6	157,7	1	119,5	0,758	113,2	0,718	111,3	0,706	93,7	0,594	61,6	0,390
0,7	148,7	1	112,4	0,756	106,4	0,716	104,6	0,704	88,0	0,592	57,7	0,387
0,8	141,0	1	106,4	0,754	100,6	0,714	98,9	0,702	83,2	0,590	54,3	0,384
0,9	134,2	1	101,0	0,753	95,6	0,712	93,9	0,700	78,9	0,588	51,4	0,382
1,0	128,2	1	96,3	0,751	91,1	0,710	89,5	0,698	75,1	0,586	48,8	0,380
1,2	117,9	1	88,2	0,748	83,4	0,707	82,0	0,695	68,7	0,583	44,4	0,376
1,4	109,4	1	81,6	0,745	77,1	0,704	75,7	0,692	63,4	0,579	40,8	0,372
1,6	102,2	1	76,0	0,743	71,7	0,702	70,5	0,689	58,9	0,576	37,7	0,369
1,8	96,0	1	71,1	0,741	67,1	0,699	65,9	0,687	55,1	0,574	35,1	0,366
2,0	90,6	1	66,9	0,739	63,1	0,697	62,0	0,685	51,7	0,571	32,9	0,364
2,25	84,7	1	62,3	0,736	58,8	0,694	57,7	0,682	48,1	0,569	30,5	0,361
2,5	79,6	1	58,4	0,734	55,1	0,692	54,1	0,679	45,0	0,566	28,4	0,358
2,75	75,1	1	55,0	0,732	51,8	0,690	50,8	0,677	42,3	0,564	26,6	0,355
3,0	71,1	1	51,9	0,730	48,9	0,688	48,0	0,675	39,9	0,561	25,0	0,353
3,25	67,6	1	49,2	0,728	46,3	0,686	45,5	0,673	37,8	0,559	23,6	0,351
3,5	64,4	1	46,8	0,727	44,0	0,684	43,2	0,671	35,9	0,557	22,4	0,349
4,0	58,9	1	42,6	0,724	40,1	0,681	39,3	0,668	32,6	0,554	20,3	0,346
4,5	54,3	1	39,1	0,721	36,8	0,678	36,1	0,665	29,9	0,551	18,5	0,343
5,0	50,4	1	36,2	0,719	34,0	0,676	33,4	0,663	27,6	0,549	17,1	0,342
5,5	47,0	1	33,7	0,717	31,7	0,673	31,1	0,661	25,7	0,546	15,8	0,339
6,0	44,1	1	31,5	0,715	29,6	0,672	29,1	0,659	24,0	0,544	14,7	0,337
7,0	39,3	1	27,9	0,712	26,2	0,668	25,7	0,655	21,2	0,541		
8,0	35,4	1	25,1	0,709	23,5	0,665	23,1	0,652	19,0	0,538		
9,0	32,2	1	22,8	0,707	21,4	0,663	21,0	0,650	17,2	0,535		
10	29,6	1	20,9	0,705	19,6	0,661	19,2	0,648	15,8	0,533		

Pro některá z těchto vedení lze nalézt různě přesné explicitní výrazy, určující jejich základní parametry, tj. vlnový odpor Z_0 a efektivní relativní permittivitu ϵ_{ef} . Pro symetrická vedená postačuje tytéž parametry, avšak pro dva různé způsoby vybuzení vázaných vedení: tzv. sudé – souhlasné vybuzení, kdy je na obou vedeních v daném místě podél směru šíření stejná napětí a druhý případ – nesouhlasné vybuzení, kdy se napětí liší pouze polaritou. V každém z uvedených případů se vázaná vedení rozpadnou na dvě nezávislá vedení. Užitím principu superpozice lze potom řešit libovolný případ vybuzení vázaných vedení.

Přehled metod používaných k určení parametrů mikropáskových vedení, jejich rozdílů a vypracování variační metody pro vedená vedení včetně programu v jazyku FORTRAN je uvedeno v [4]. Aproximace těchto výsledků polynomem je uvedena v [5]. Na základě variační metody byla spočítána většina parametrů pro jednoduchá mikropásková vedení – tab. 1. Pro zavěšená jednoduchá i vázaná vedení byly pro toto práci odvozeny na základě [4] variační výrazy, umožňující určit jak Z_0 , tak ϵ_{ef} . Tato řešení (i když s poněkud menší přesností) v sobě zahrnují jako mezní případ i dříve odvozená řešení pro jednoduchá i vázaná vedení.

Pro jednotlivá vedení je

$$Z_0 = 120 \pi \sqrt{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r = 1)} \frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r)}}$$

$$\epsilon_{ef} = \left(\frac{v_0}{v} \right)^2 = \frac{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r = 1)}}{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r)}}$$

Pro jednoduché a souhlasné či nesouhlasné vybuzené vázané vedení je třeba určit hodnoty funkcí

$$\Phi_1(x) = \frac{1 - e^{-2x}}{2},$$

$$\Phi_{ef}(x) = \frac{(\epsilon_r + 1)(1 - e^{-2x}) - (\epsilon_r - 1)(e^{-2x} \frac{h}{b} - e^{-2x} \frac{h}{b})}{(\epsilon_r + 1)^2 - (\epsilon_r - 1)^2 (e^{-2x} \frac{h}{b} - e^{-2x}) - (\epsilon_r - 1)^2 e^{-2x} (1 - \frac{h}{b})}$$

dále pro jednoduché vedení

$$F_j(x) = \left[\frac{2 \sin \frac{x}{2} \frac{w}{b}}{\frac{x}{2} \frac{w}{b}} - \left(\frac{\sin \frac{x}{4} \frac{w}{b}}{\frac{x}{4} \frac{w}{b}} \right)^2 \right]^2$$

pro vázaná vedení, sudé – souhlasné vybuzení

$$F_s(x) = 8 \left[\frac{\sin x \left(\frac{s}{2b} + \frac{w}{b} \right) - \sin x \frac{s}{2b}}{x \frac{w}{b}} - \frac{8 \sin^2 x \frac{w}{4b} \cos x \left(\frac{s}{b} + \frac{w}{b} \right) / 2}{x^2 \left(\frac{w}{b} \right)^2} \right]^2$$

a liché – nesouhlasné vybuzení

$$F_l(x) = 8 \left[\frac{-\cos x \left(\frac{s}{2b} + \frac{w}{b} \right) + \cos x \frac{s}{2b}}{x \frac{w}{b}} - \frac{8 \sin^2 x \frac{w}{4b} \sin x \left(\frac{s}{b} + \frac{w}{b} \right) / 2}{x^2 \left(\frac{w}{b} \right)^2} \right]^2$$

Nyní lze určit variační výrazy pro kapacity

$$\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r=1)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} F(x) \Phi_1(x) \frac{dx}{x}$$

$$\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} F(x) \Phi_{\epsilon_r}(x) \frac{dx}{x}$$

Za $F(x)$ dosadíme podle potřeby $F_j(x)$ nebo $F_s(x)$ nebo $F_l(x)$ a provedeme numerickou integraci těchto výrazů. Přitom integrand prvního výrazu v bodě $x = 0$ nabývá hodnoty 1 pro jednoduchý pásek, 2 pro sudé vybuzení vázaných vedení a hodnoty 0 pro liché vybuzení vázaných vedení. Integrant druhého výrazu nabývá po řadě hodnot

$$(1 + h(\epsilon_r-1)/b)/\epsilon_r, 2(1 + h(\epsilon_r-1)/b)/\epsilon_r \text{ a } 0.$$

Prakticky stačí integrovat v mezích 0 až 100. Impedance vycházejí o 1 až 3 % větší v praktických případech, než odpovídá skutečnosti.

Čtenář, který by chtěl v principu libovolně přesně určit parametry zavěšených vedení, může řešit lineární soustavu rovnic pro rozložení náboje na pásku či páscích, pokud zná Greenovu funkci [4]. Tu jsme odvodili pro elementární pásek o šířce w s rovnoměrně rozloženým nábojem a má tvar

$$G(x', b; 0, b) = \frac{\frac{2b}{w}}{\pi \epsilon_0} \int_0^{\infty} \frac{\sin x \frac{w}{2b} \cos x \frac{x}{b}}{x^2} \Phi(x) dx$$

kde za $\Phi(x)$ použijeme po řadě $\Phi_1(x)$ a $\Phi_{\epsilon_r}(x)$. Limity integrantu v bodě $x = 0$ jsou potom

$$w/(2b)$$

$$w [1 + h(\epsilon_r-1)/b]/(\epsilon_r 2b)$$

Tab. 2. Vlastnosti jednoduchých vedení na zavěšené podložce (variační metoda)

$h/b = 0,5$					$t/b = 0$				
ϵ_r	4		5		ϵ_r	4		5	
w/b	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	w/b	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0
0,1	183,9	0,697	172,5	0,653	2,25	66,7	0,767	64,1	0,738
0,2	158,5	0,707	149,2	0,665	2,5	63,0	0,769	60,7	0,741
0,3	143,3	0,715	135,2	0,675	2,75	59,7	0,771	57,6	0,744
0,4	132,3	0,722	125,2	0,683	3,0	56,8	0,771	54,8	0,744
0,5	123,8	0,727	117,3	0,689	3,25	54,2	0,772	52,3	0,746
0,6	116,7	0,732	110,8	0,695	3,5	51,9	0,773	50,1	0,747
0,7	110,8	0,736	105,3	0,700	3,75	49,8	0,774	48,1	0,749
0,8	105,6	0,740	100,6	0,705	4,0	47,9	0,775	46,2	0,750
0,9	101,1	0,743	96,3	0,709	4,5	44,5	0,776	43,0	0,751
1,0	97,0	0,746	92,6	0,712	5,0	41,6	0,778	40,2	0,753
1,2	90,0	0,752	86,0	0,719	5,5	39,1	0,779	37,6	0,754
1,4	84,1	0,756	80,6	0,724	6,0	37,0	0,790	35,8	0,755
1,6	79,1	0,759	75,9	0,728	7	34,0	0,781	32,9	0,757
1,8	74,7	0,762	71,7	0,732	8	30,4	0,783	29,5	0,760
2,0	70,9	0,765	68,1	0,735	10	26,0	0,785	25,2	0,764

Pro zavěšená vedení na kuprextitu jsou uvedeny parametry vedení pro $h/b = 0,5$ v tab. 2. Při vhodné volbě h/b lze dosáhnout rovnosti ϵ_{efs} a ϵ_{eff} , poří fázových rychlostí u vázaných zavěšených vedení [6] a tím dosáhnout velké směrovosti odbočnic.

Je-li mikropáskové vedení na konci rozpojené, je třeba uvážit vliv rozptylové kapacity na konci. Zkrácení vedení Δl v důsledku rozptylové kapacity je dáno vztahem

$\omega C_r = Y_0 \operatorname{tg} \alpha \Delta l$
a pro malé hodnoty $\omega C_r / Y_0$ je tedy konstantní

$$\Delta l = \frac{\omega C_r}{Y_0 \alpha}$$

a pro mikropásková vedení dáné přibližným vztahem

$$\Delta l = 0,412 h \frac{\epsilon_{\text{ef}} + 0,3}{\epsilon_{\text{ef}} - 0,258} \frac{w/h + 0,264}{w/h + 0,8}$$

Pro zavěšená vedení na základě odpovídající ϵ_{ef} pro obyčejné vedení bychom určili přibližně zkrácení konce vedení podle této vztahu; h bychom zaměnili za b .

Útlum na mikropáskových vedeních, který potřebujeme znát mj. pro odhad vloženého útlumu pásmových propustí, uvádějí některé výrobci dielektrických podložek. Pro materiál DI – CIAD je uveden v příloze. Zahrnuje jak ztráty v dielektriku, tak vodivostní ztráty. DI – CLAD je materiál firmy KEENE podobný materiálu RT duroid firmy Rogers.

Všechny uvedené materiály jsou na bázi teflonu s různou náplní určující výsledné ϵ . Teplotní závislost ϵ je třeba brát v úvahu při návrhu filtrů.

Vliv tloušťky mikropásku lze vzít při výpočtu parametrů vedení rovněž v úvahu. Vztahy

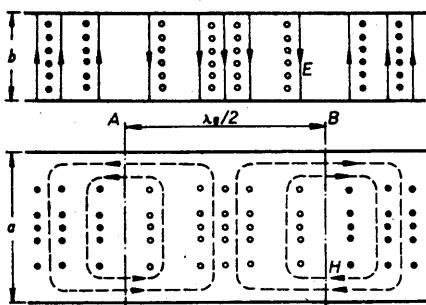
jsou ovšem složitější a výsledky se kromě některých mezních případů z praktického hlediska neliší.

Není-li výška mikropásku nad vodivou desku zanedbatelná vůči vlnové délce, šíření vlny není pouze videm TEM. V závislosti na kmitočtu se mění jak vlnová impedance, tak efektivní permittivita. Mluvime o disperzních vlastnostech vedení. Efektivní permittivita se s kmitočtem zvětšuje.

Vlnovodová vedení

Vlnovodová vedení – vlnovody – používáme stejně jako předchozí vedení k přenosu signálu, případně úseky vedení jako stavební prvky obvodů s požadovanými vlastnostmi. Trubkou použitou k vedení signálu se obecně mohou šířit různé typy vln, přičemž záleží na způsobu vybuzení a kmitočtu signálu. Signál se začne šířit až od určitého – mezního – kmitočtu daného typu vlny – vidu. Vzhledem k tomu, že jakékoli změny na průjezdu vedení obecně vedou k vazbě mezi jednotlivými vidy a ke zhoršení vedení signálu vedením, vybírá se průjezd vedení tak, aby se signál šířil pouze jedním videm vlny. Toto jednotlivé pásmo je široké zhruba 100 % z hlediska nejnižšího kmitočtu pro obdélníkové vlnovody a 30 % pro kruhové vlnovody, přičemž se prakticky využívá pouze část tohoto pásmá.

Rozložení pole základního vidu TE_{10} v obdélníkovém vlnovodu je patrné z obr. 7. Hustotou čar jsme charakterizovali intenzitu jednotlivých složek pole. Pohybujeme-li se toto uspořádání vlnovodem, lze v každém bodě a každém časovém okamžiku určit velikost příslušné složky pole. Vektor intenzity elektrického pole leží u tohoto základního vidu v rovině kolmě na směr šíření – odtud T (transverzální) z výrazu TE. Principiálně podobné uspořádání pole má i základní vid TE₁₁ v kruhovém vlnovodu.



Obr. 7. Elektrická a magnetické pole v obdélníkovém vlnovodu základního vidu TE_{10}

Z obrázku je rovněž patrné, jakým způsobem nejvhodněji vybudit vlnovod. Zkratujeme-li např. vlnovod v rovině A, dostáváme stojaté vlnění s průběhem ekvivalentním nakreslenému. V místě s největší intenzitou pole je potom možné anténnou, ústici ze středu širší stěny vlnovodu, vybudit vlnu s videm TE_{10} . Podobně proudovou smyčkou ze středu zadní stěny vlnovodu.

Abychom mohli popsat šíření vlny ve vlnovodu, je třeba si určit základní parametry vlnovodu z hlediska vidu TE_{10} , popř. TE_{11} . Je to především fázová konstanta šíření či vlnová délka ve vlnovodu a charakteristická impedance. Na rozdíl od vlny TEM, kde je vlnová impedance jednoznačně definována z poměru napětí a proudu, nabývá napětí různých velikostí podle volby integrační cesty. Ovšem až na konstantu dostáváme pro charakteristické impedance jako podíl napětí v příčné rovině k proudu ve směru šíření stejnou kmitočtovou závislost.

Pro základní parametry můžeme tedy psát

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_g} \text{ [rad/m]},$$

$$Z_0 = k \frac{\lambda_g}{\lambda} = \begin{array}{|c|c|} \hline \text{definice} & \\ \hline \text{napětí,} & \\ \hline \text{výkon} & \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline = \\ \hline \end{array} \frac{240\pi b}{a} \frac{\lambda_g}{\lambda},$$

kde λ je vlnová délka ve vakuu, k konstanta, jejíž velikost závisí na zvolené definici charakteristické impedance, b a a jsou příčné rozměry obdélníkového vlnovodu. Pro vlnovou délku λ_g ve vlnovodu platí

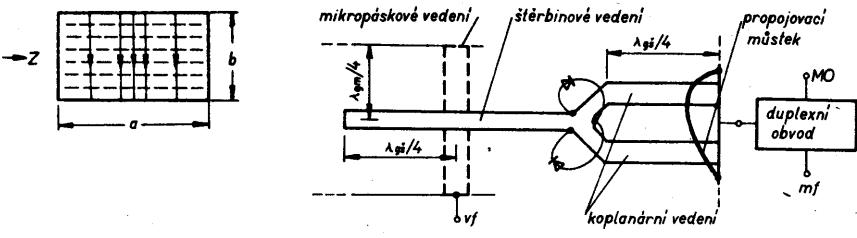
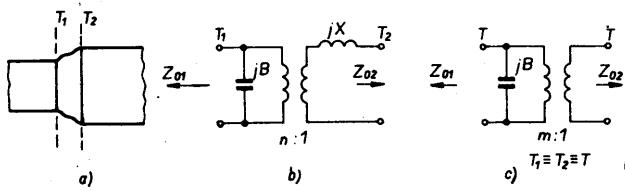
$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}}$$

kde mezní vlnová délka je pro vid TE_{10}
 $\lambda_m = 2a$.

Je-li $\lambda < \lambda_m$, vlna se šíří vlnovodem. V kruhovém vlnovodu je
 $\lambda_m = 1,705D$,

kde D je průměr vlnovodu.

Z hlediska bezetrátového šíření signálu různými vlnovody nás zajímá popis spojení



Obr. 11. Použití různých provedení vedení ke konstrukci jednoduchého balančního směšovače

dvoj vlnovodů o různých průřezech (obr. 8a). Obecně se jedná o dvojbranu s třemi prvky (obr. 8b). Leží-li v jedné rovině, vystačíme s jednodušším náhradním zapojením se dvěma prvky (obr. 8c) – ideálním transformátem charakterizujícím obecně i použití různých definic charakteristických impedancí v jednotlivých vlnovodech a příčnou susceptanci. K určení prvků je třeba řešit okrajové úlohy nebo prvky stanovit měřením. Poslední metodu jsme použili při návrhu jednoduchého přizpůsobovacího obvodu kruhového vlnovodu ozářovače a obdélníkového vlnovodu vnější jednotky. K měření bylo třeba použít pouze jednu bezodrazovou koncovku k tomu, aby byl navržen v jednom kroku přizpůsobovací článek. Přirozeně pro vlnovod s vloženým dielektrikem jsme příslušně upravili výše uvedené vztahy. Výsledky jsou uvedeny v [39].

Úseky vedení jako rezonanční obvody

Úseky různých typů vedení se velice často používají jako stavební části obvodů s požadovanými vlastnostmi. Velice často z čtvrtvlnních úseků vedení realizujeme pásmové propusti. Pak je vhodné znát parametry náhradních sériových či paralelních rezonančních obvodů. Na obr. 9 je čtvrtvlnné vedení a obecnější vedení, složené ze dvou čtvrtvlnních vedení o různých charakteristických impedancích. Jsou uvedeny reálné složky impedance či admittance na jedné bráně, je-li druhá brána zakončena činným odporem a jsou uvedeny strmosti parametry. Na obr. 10 jsou uvedeny náhradní obvody těchto vedení. Duální obvody do-

staneme, zaměníme-li impedance admittancemi. Pak např. za podmínky $R_t > R_i$ dostáváme sériový rezonanční obvod, za též podmínky duálního obvodu (tj. $G_t > G_i$) dostáváme paralelní rezonanční obvod. V krajním případě známé rozpojené, příp. zkratované čtvrtvlnné vedení.

Ovodené parametry platí pro vedení bez disperzních vlastností. U vedení s disperzními vlastnostmi – např. u vlnovodů – je třeba do výrazů pro strmosti parametry zařadit druhou mocninu podílu λ_g/λ .

Další typy vedení

Při konstrukci obvodů se využívají některé přednosti dalších typů vedení. Jako příklad je možno uvést konstrukci jednoduchého balančního směšovače – obr. 11. Štěrbinovým a překříženým mikropásmovým vedením lze realizovat jednoduchý balun. Koplanární vedení potom jednoduše spojuje duplexní obvod se spojem směšovacích diod.

Realizujeme-li štěrbinové vedení na kuptextu o tl. $1,5$ mm, lze počítat s charakteristickou impedancí (definice výkon – napětí) 100Ω při mezeře štěrbiny asi $0,2$ mm. Činitel zkrácení vlnové délky je asi $0,63$. Pro impedanci 50Ω je třeba u koplanárního vedení na stejně podložce mít např. šířku pásku $1,6$ mm a šířku mezi zemnicími deskami 2 mm. Činitel zkrácení je potom $0,6$.

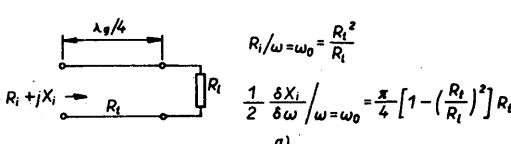
Jednoduché přizpůsobovací články

Chceme-li propojit bezetrátově dva jednobrany o impedancích bez imaginární části, můžeme použít čtvrtvlnní transformátor či jednoduchý článek typu Γ . Pak platí

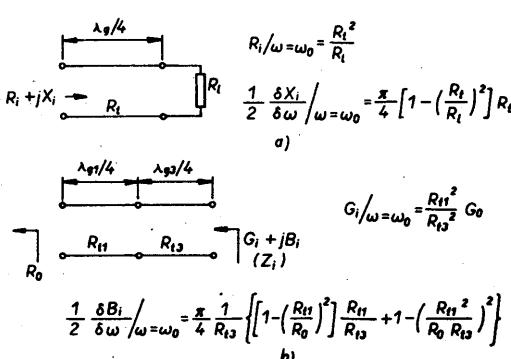
$$R_t = \sqrt{R_1 R_2}; \omega_0 L_s = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1};$$

$$\frac{1}{\omega C_p} = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}}$$

$$\frac{1}{\omega C_s} = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1};$$



Obr. 10. Náhradní zapojení čtvrtvlnních úseků vedení podle obr. 9

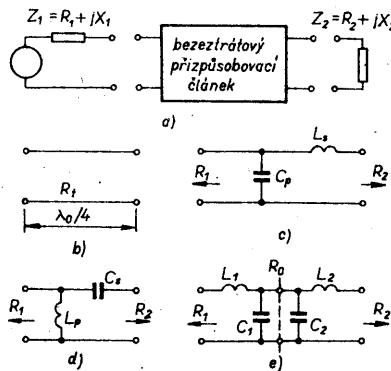


Obr. 9. Úseky vedení jako rezonanční obvody; a) sériový, b) paralelní

$$\omega_L = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}},$$

Pro pomocný parametr R_0 dostaneme pak prvky článku T podle obr. 12e. R_0 určuje širokopásmovost článku. Článek II dostaneme podobným postupem jako článek T.

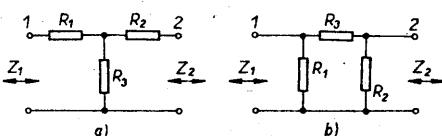
Pro X_1, X_2 různé od nuly zařadíme X_1, X_2 do článků. Podobně postupujeme u článků složených z úseků vedení.



Obr. 12. Nejjednodušší přizpůsobovací obvody

Útlumové články T a II

Útlumové, oboustranné přizpůsobené články použijeme, je-li třeba zmenšit úroveň signálu v dané přenosové větví, chceme-li širokopásmově přizpůsobit zdroj a zátěž o různých vnitřních impedancích, nebo chceme-li zlepšit přizpůsobení zátěže, která je v daném kmitočtovém pásmu charakterizována útlumem odrazu větším než určitá velikost RL_{\min} . Požadujeme-li útlum odrazu RL_{poz} , je třeba volit útlum článku $L = (RL_{\text{poz}} - RL_{\min})/2$.



Obr. 13. Útlumový článek typu T a II

Za předpokladu $Z_1 \geq Z_2$ lze realizovat oboustranné přizpůsobené útlumový článek s minimálním (výkonovým) útlumem L_{\min} v decibelech

$$L_{\min} = 10 \log \left(2 \frac{Z_1}{Z_2} - 1 + \sqrt{\left(2 \frac{Z_1}{Z_2} - 1 \right)^2 - 1} \right)$$

Útlum napětí je závislý pro $Z_1 > Z_2$ na směru šíření signálu. Je-li útlum výkonu L v decibelech, je útlum napětí $L_U (1 \geq 2)$ v decibelech

$$L_U (1 \geq 2) = L \pm 10 \log \frac{Z_1}{Z_2}$$

Pro požadovaný útlum $L \geq L_{\min}$ si nejprve určíme

$$A = 10 \frac{L}{10}; B = \frac{A+1}{A-1}; C = \frac{2}{A-1}$$

Potom pro článek T dostaneme

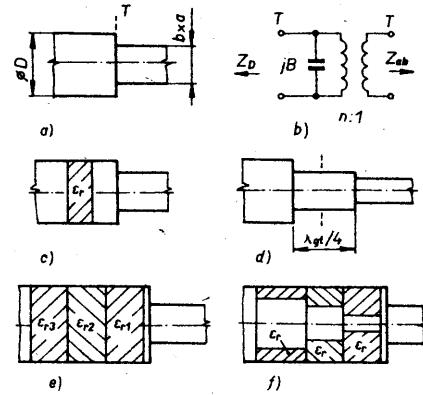
$$R_3 = C \sqrt{A Z_1 Z_2}; R_1 = Z_1 B - R_3$$

$$R_2 = Z_2 B - R_3; \text{ a pro článek II}$$

$$R_3 = \frac{1}{C \sqrt{\frac{A}{Z_1 Z_2}}}$$

$$R_1 = \frac{1}{Z_2} \frac{B-1}{R_3}$$

$$R_2 = \frac{1}{Z_2} \frac{B-1}{R_3}$$

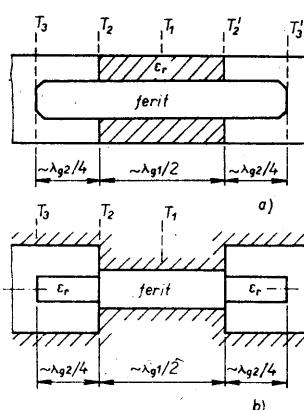


Obr. 14. Alternativní způsoby bezodrazového propojení vlnovodů s kruhovým a obdélníkovým průřezem

vodů a jak jsou zapojeny některé přizpůsobovací obvody.

Na obr. 14 jsou možné způsoby bezodrazového propojení vlnovodů o různých průřezech. Po určení prvků náhradního zapojení (obr. 14b) jedním měřením lze spočítat okamžité rozměry článku Γ realizovaného úsekem vedení přímo v kruhovém vlnovodu – obr. 14c. Z hlediska širokopásmovosti bychom mohli navrhnut optimalizovaný vícestupňový přechod s několika články Γ , kapacitní úseky s vloženým dielektrikem by ovšem byly příliš tenké. Podobně rychle bychom mohli navrhnut vícestupňový impedanční transformátor podle obr. 14e; jsme však omezeni běžnou nedostupností dielektrických materiálů s určenými permitivitami. Řešení podle obr. 14f odpovídá v principu řešení podle obr. 14e, vystačíme s dostupným materiálem, problémem je určit charakteristické impedance a fázové konstanty, je-li zaplnění vlnovodu nehomogenní. Podobné problémy musíme řešit i u vícestupňového transformátoru v principu zapojeného podle obr. 14d. Provedeme-li systematicky vedení měření a návrh, výrobě jednoduché přechody podle obr. 14d a 14f poskytují lepší přizpůsobení z hlediska šířky pásma než jednoduchý přechod podle obr. 14c.

Princip přizpůsobení feritového polarizéru je na obr. 15. Celý polarizér se skládá z jednoho středního půlvlnného úseku a dvou čtvrtvlnných vstupních úseků – obr. 15a. Toto uspořádání zaručuje přizpůsobení na střední kmitočtu – obr. 15c. Vhodnou volbou permitivity držáku feritu v půlvlnné části lze dosáhnout, že prvky náhradního zapojení (obr. 15d) odpovídají třírezonátorové pásmové propusti s předepsaným zvlněním

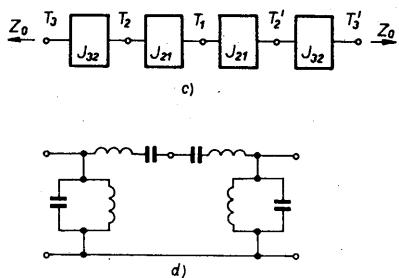


Obr. 15 a, b.

Obvody družicového přijímače

Bezodrazová propojení

Jak bezodrazově propojit dva jednobrany jsme si zčásti uvedli v předchozí části. Při obecně širokopásmovém přizpůsobení má přizpůsobovací obvod vlastnosti filtru. Přizpůsobení dvou vedení s různými typy vlnení snadno úlohou, přestože výsledné provedení přizpůsobovacího obvodu vypadá jednoduše. Bez přesných měření či řešení složitých okrajových úloh lze stěží realizovat přechod s dobrým přizpůsobením v širokém kmitočtovém pásmu. Podívejme se, jak se přistupuje k řešení přizpůsobovacích ob-

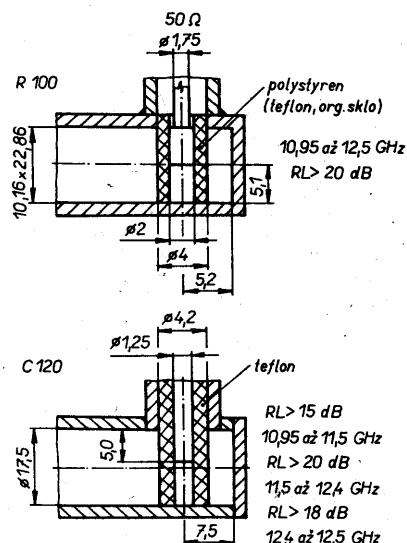


Obr. 15 c, d. Bezodrazové zapojení feritového polarizéru do vlnovodu s kruhovým či čtvercovým průřezem

v požadovaném pracovním pásmu. Vhodné velikosti ϵ_r se dosáhne podobně jako při řešení vícestupňového transformátoru na obr. 14c a 14f – materiál o daném ϵ_r je vhodné odlehčen. Alternativní širokopásmové přizpůsobení feritového polarizéru, kdy celý vlnovod je zaplněn feritem, je na obr. 15b. Problematika návrhu a realizace dobré přizpůsobeného feritového polarizéru v širokém kmitočtovém pásmu je vzhledem k měnícím se magnetickým vlastnostem feritu při magnetování složitější.

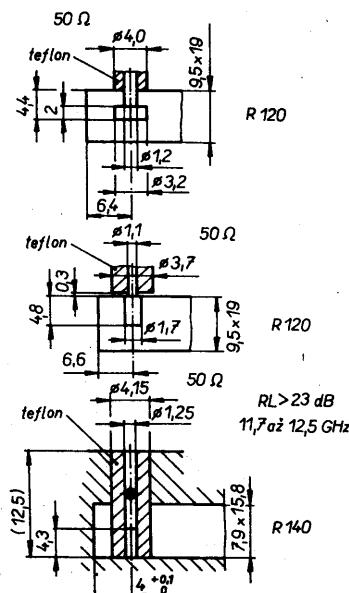
Pro čtenáře, kteří si chce vlastními silami realizovat vnější jednotku, budou předmětem zájmu přechody z mikropáskového vedení na napájecí vlnovod. Uvedeme si zde přechody z koaxiálních vedení. Přechod mezi mikropáskem a koaxiálním vedením je třeba řešit jako přizpůsobovací článek T či Π a vhodným způsobem kompenzovat indukční, případně kapacitní diskontinuitu přechodu.

Na obr. 16 jsou dva přechody pro pásmo 10,95 až 12,5 GHz, které budou použitelné, i když s horším přizpůsobením, i v celém



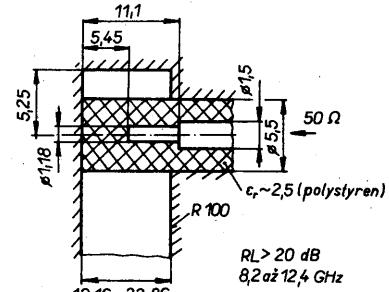
Obr. 16. Přechody z vlnovodu R 100 a C 120 na koaxiální vedení o impedanci 50Ω

pásma 10,7 až 12,75 GHz. Jeden přechod je z vlnovodu R 100, druhý z vlnovodu C 120, pokaždé na koaxiální vedení o impedanci 50Ω . Přechody z vlnovodu R 120 pro pásmo 10,95 až 11,70 GHz a z vlnovodu R 140 pro pásmo RDS na koaxiální vedení o impedanci 50Ω jsou na obr. 17. Dobře přizpůsobené přechody z vlnovodů R 100 a R 140 pro pásmo RDS jsou na obr. 18 a obr. 19.

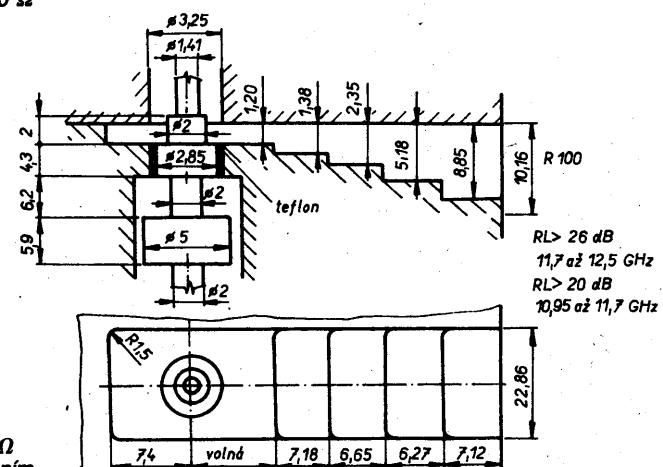


Obr. 17. Přechody z vlnovodů R 120 a R 140 na koaxiální vedení o impedanci 50Ω

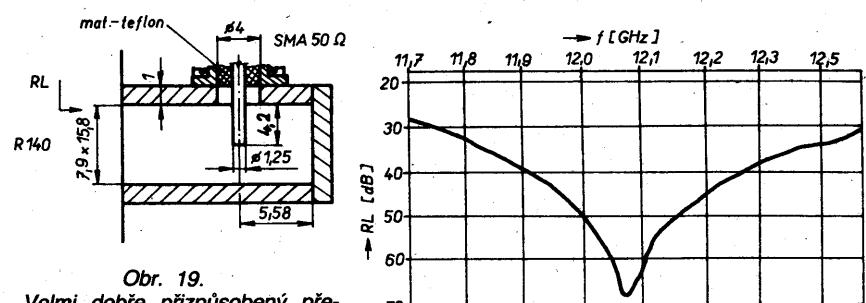
Při realizaci aktivních obvodů na mikropáskových vedeních často potřebujeme, aby vedení bylo galvanicky oddělené. Nejjednodušší spojku jsou dvě vázaná vedení, dlouhá čtvrtina vlnové délky – obr. 21a. Jejich nahradní zapojení je na obr. 21b. Pokud je chceme bezodrazově zapojit mezi dvě stejná vedení, je třeba, aby měla rozměry podle tab. 3.



Obr. 20. Jednoduchý přechod vlnovod R 100 – koaxiální vedení 50Ω



Obr. 18. Přechod vlnovod R 100 – koaxiální vedení 50Ω s galvanickým spojením středního vodiče

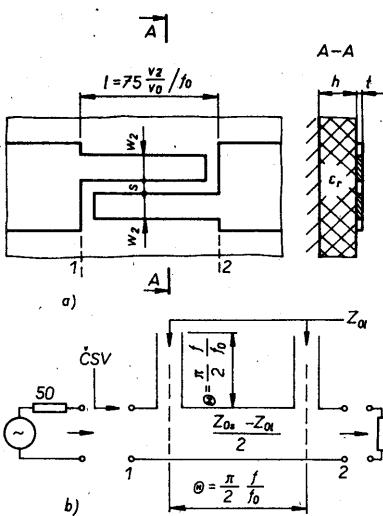


Obr. 19. Velmi dobré přizpůsobený přechod pro pásmo RDS

Tab. 3. Parametry bezodrazového čtvrtvinného propojení dvou vedení 50Ω

ϵ_r	$\frac{Z_{0s} - Z_{0l}}{2} = 50 \Omega$				$Z_{0l} = 50 \Omega$				$\frac{Z_{0s} - Z_{0l}}{2} = 50 \Omega$				$Z_{0l} = 100 \Omega$			
	s/h	w_2/h	$\frac{v_2}{v_0}$	ČSV $f = f_0$ ($1 \pm 0,1$)	s/h	w_2/h	$\frac{v_2}{v_0}$	ČSV $f = f_0$ ($1 \pm 0,1$)								
2,20	0,0927	0,8395	0,7596	1,8	0,4445	0,3175	0,7664	1,22								
2,65	0,0965	0,7239	0,7071		0,4572	0,2413	0,7143									
4	0,1346	0,4826	0,5984		0,4318	0,1257	0,6053									

(vypočteno pro $h = 0,79$ mm, $t/h = 0,02$, $f = 11$ GHz)



Obr. 21. Čtvrtvlnné výfuky propojení dvou vedení

Filtry

Pod označením filtry zde rozumíme obvody s předepsaným útlumem přenosu či předepsaným skupinovým zpožděním v závislosti na kmitočtu. Dolní propust používáme k potlačení subnosních zvuků a šumu v základním obrazovém pásmu, k potlačení řádkového kmitočtu a šumu v audiopásmu, k potlačení rušení ze zrcadlového pásmu na prvním mezifrekvenčním kmitočtu. Pásmové propustě omezují rušení působené šumem a signály ze sousedních kanálů, příp. signálů ze zrcadlového pásmu, potlačují využívání oscilátorů. Korektory skupinového zpoždění se využívají průběh skupinového zpoždění filtru. Náklonovými obvody korigujeme pokles zesílení v kabelech v závislosti na kmitočtu.

Uvedeme si zde většinou některé dobře použitelné a ověřené obvody. Teoretické základy k návrhu téhoto obvodů najde čtenář většinou v uvedené literatuře. V příloze je rovněž uveden program, který dovoluje navrhnut celou řadu propustí v podkritickém vlnovodu. Je použita nepublikovaná mapovací funkce, pomocí níž lze dobře navrhnut propusti až do šířky pásmá 40 %.

Elliptické filtry

Elliptické dolní propusti pro základní obrazové pásmo jsou na obr. 22. Proti standardním propustím mají elliptické – Cauerovy – propusti póly útlumu i pro konečné kmitočty, z čehož plyne větší strmost boků přenosové charakteristiky. Použijeme slídové kondenzátory, čivky v hrnčíkových jádřech se vzduchovou mezerou a s možností ladění – výrobce Siemens. Dolní propust nezapomeneme použít, přijímáme-li teletext – obr. 22c.

Tyto propusti snadno přepočítáme i pro audiopásmo: Chceme-li např. propusti podle obr. 22b dosáhnout na řádkovém kmitočtu

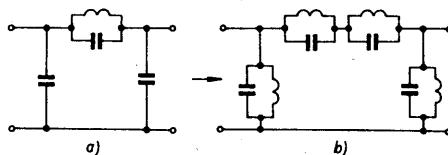
útlumu 50 dB, dostáváme pro modelovací konstantu

$$k = \frac{6200}{15,625} = 396,8;$$

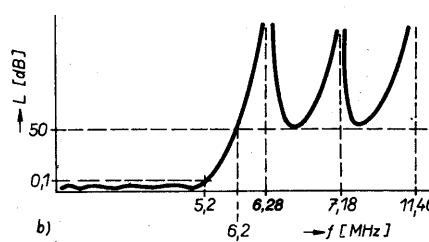
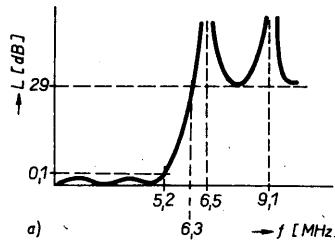
potom v pásmu $5,2/396,8 = 13,1$ kHz bude útlum propusti menší nebo roven 0,1 dB a prvky filtru při stejné impedanci vstupní a výstupní brány budou 396,8krát větší, rezonanční kmitočty příčných větví budou 396,8krát nižší. Chceme-li aby byl mezní kmitočet vyšší než 13,1 kHz, lze navrhnut propust vyššího řádu pro dané zvlnění (obr. 22d). Připusťme-li však zvětšení zvlnění, lze zařazením dvou propusti podle obr. 23b s modelovací konstantou $k = 5700/15,625$ při zhruba stejném útlumu na řádkovém kmitočtu, tj. 50 dB, dosáhnout posunutí mezního kmitočtu na 14,3 kHz.

tak, aby vedení vykazovalo zkrat v místě připojení při odpovídajícím kmitočtu. Velikosti impedancí vyplynou z požadavků na velikost strmostních parametrů.

Elliptické pásmové propusti dostaneme po příslušné kmitočtové transformaci – obr. 25. Do elliptické pásmové propusti podle obr. 25b se špatně zahrnují některé parazitní prvky skutečného zapojení. Použitím Nortonových ekvivalentních obvodů lze tento tvar propusti transformovat na zapojení,

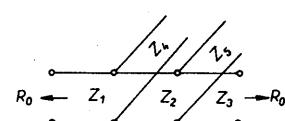


Obr. 25. Transformace elliptické dolní propusti na elliptickou pásmovou propust

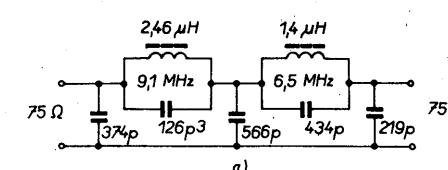


Obr. 23. Přenosový útlum dolní propusti podle obr. 22

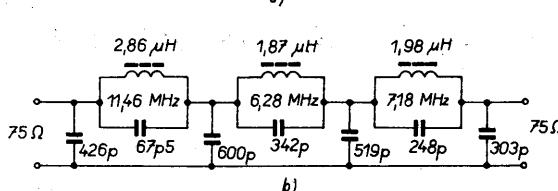
Podobně můžeme s invertory – čtvrtvlnnými úsekami vedení – realizovat s podobnými vlastnostmi pásmovou propust např. pro první mezifrekvenční pásmo 950 až 1750 MHz. Použijeme-li jednodušší zapojení podle obr. 22a a převedeme jej na duální tvar s dvěma příčnými sériovými rezonančními obvody a třemi podélnými induktory, bude realizovaná propust zapojena podle obr. 24. Volíme velké impedance Z_1, Z_2, Z_3 , aby se úseky vedení blížily induktům, délky vedení o impedancích Z_4 a Z_5 jsou voleny



Obr. 24. Elliptická dolní propust realizovaná úsekem vedení



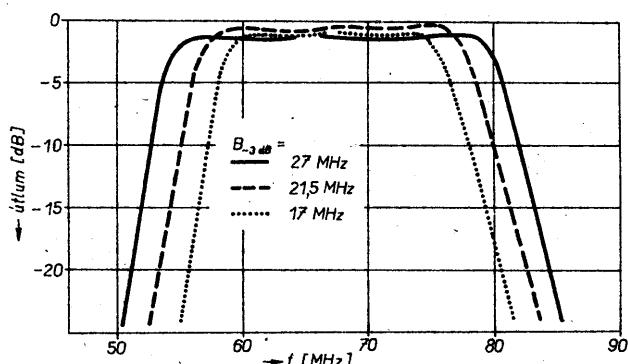
Obr. 22. Elliptické dolní propusti pro obrazové a audiopásmo (obr. 22c a 22d viz 2. str. obálky)



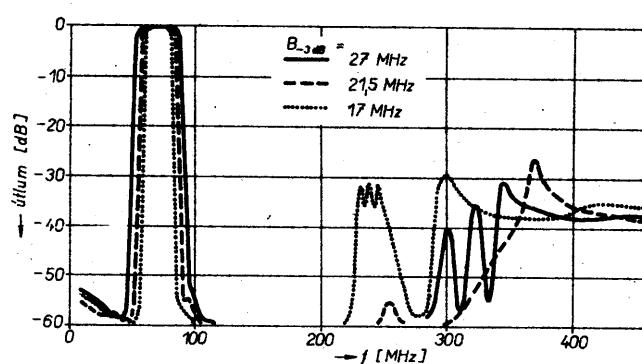
FILTR B _{3dB} = 27 MHz, f _{stř} = 67,1 MHz		
OBVOD Č.	L [nH]	C [pF]
1	143,5	59,3
2	145	20,2
3	103,5	59,3
4	100,9	30,3
5	76,6	90,7
6	89	34
7	123,6	39,6
8	234,7	58,9
9	146,3	39,6

FILTR B _{3dB} = 21,5 MHz, f _{stř} = 66,3 MHz		
OBVOD Č.	L [nH]	C [pF]
1	102	70,6
2	148	19,4
3	83,8	40,6
4	356,0	40,8
5	64,8	86,1
6	88,9	35,6
7	106	48,5
8	135	77,8
9	100	48,5

FILTR B _{3dB} = 17 MHz, f _{stř} = 66,3 MHz		
OBVOD Č.	L [nH]	C [pF]
1	77,6	88,2
2	104	26,3
3	71,3	85,6
4	263	46,0
5	50,9	111
6	75,3	47,5
7	84,5	62,4
8	104	91,8
9	80,6	62,4



Obr. 27. Průběh útlumu elliptických filtrů v oblasti propustného pásma



Obr. 28. Průběh útlumu elliptických filtrů v pásmu 0 až 400 MHz

informacích. Vztahy pro návrh jsou příliš rozsáhlé a nelze je zde uvést, i když nejsou uvedeny v literatuře. Uvedeme si však některé výsledky. Pro střední kmitočet 67,1 a 66,3 MHz jsou parametry propustí o šířkách pásma 27, 21,5 a 17 MHz v tab. 4. Na obr. 27 je změřený přenosový útlum propustí v blízkém okolí propustného pásma, na obr. 28 průběh útlumu až do kmitočtu 400 MHz. Vložné ztráty jsou v rozsahu 1,5 až 2,5 dB na středním kmitočtu. Vidíme, že s filtry dosáhneme strmých boků a aritmetické symetrie. Až do trojnásobku kmitočtu propustného pásma je dosaženo vysokého útlumu filtru. Provedení takto navrženého filtru je patrné z obr. 29a a 29b.

Střední kmitočet 67,1 MHz byl zvolen s ohledem na přímé směšování signálu z pásmo RDS s odstupem kanálů s opačnou polarizací 19,18 MHz pomocí směšovače s potlačeným zrcadlovým signálem. Je třeba, aby zrcadlovému kmitočtu odpovídala signální vlny s opačnou polarizací. Tím se efektivně změní rušení ze zrcadlového pásmo.

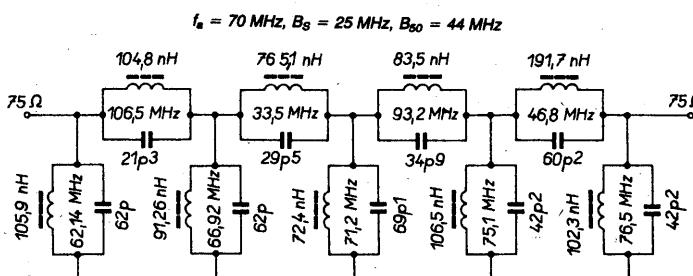
Na obr. 31 je pásmová propust pro kmitočet 70 MHz s aritmetickou symetrií přenosové charakteristiky. Na obr. 32 je změřená přenosová charakteristika. Na obr. 33 je průběh přenosové charakteristiky a skupinové-

ho zpoždění. Dělení je 1 dB/dílek, 10 ns/dílek a kmitočtové značky jsou ve vzdálostech 5 MHz. Na obr. 34 je útlum odrazu. Referenční úroveň je 10 dB, dělení 1 dB/dílek. Vložný útlum na středním kmitočtu je 2,1 dB.

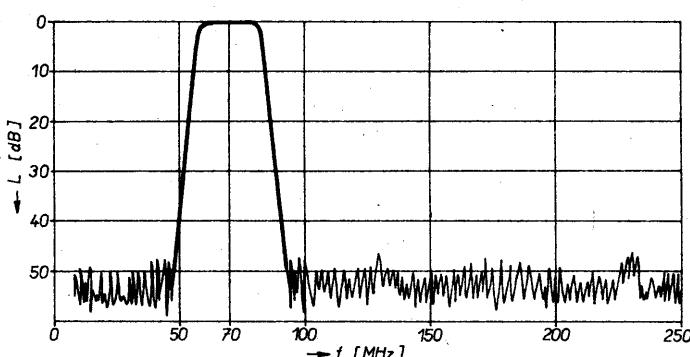
Uvedené elliptické pásmové propusti můžeme snadno použít po jednoduchém přepočtu např. před směšovačem výběru subnosních zvuků. Předpokládáme-li, že chceme přijímat subnosní zvuky v rozsahu kmitočtů 5,8 až 8,5 MHz, pak dostáváme, že střední kmitočet je 7,15 MHz a relativní šířka pásma je 0,378. U výše uvedené pásmové propusti s šířkou pásma 25 MHz je relativní šířka pásma 25/70 = 0,357. Zvolené pásmo subnosních je zhruba stejná a můžeme efektivně použít podklady pro filtr 25 MHz/70 MHz. Modelovací konstanta je tedy 70/7 = 9,79. Touto konstantou vynásobíme prvky filtru, v případě rezonančních kmitočtů dělme kmitočty touto konstantou. V tomto případě bude vhodné změnit – zvětšit i impedanci bran z 75 Ω na např. 300 Ω – obr. 30.

Obr. 29. Elliptická pásmová propust (viz 2. str. obálky)

Obr. 30. Elliptická propust pro pásmo 5,8 až 8,5 MHz (viz 2. str. obálky)



Obr. 31. Elliptický, aritmeticky symetrický filtr pro kmitočet 70 MHz



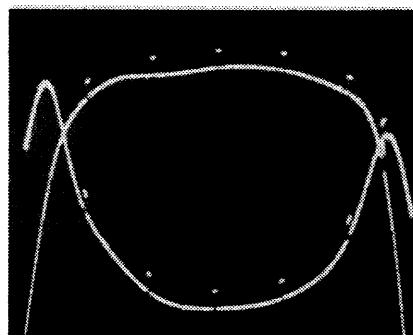
Obr. 32. Přenosová charakteristika elliptického filtru

Pásmové propusti realizované v podkritickém vlnovodu

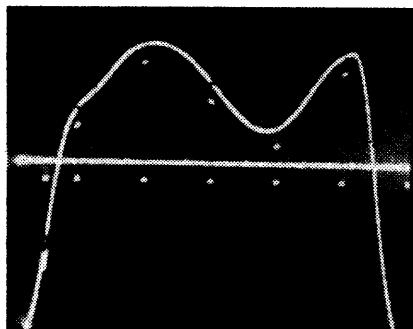
V podkritickém vlnovodu lze realizovat pásmové propusti od kmitočtů desítek megaherz do desítek gigaherz. Se známou metodikou návrhu lze tyto propusti dobré navrhout do šířek pásma 10 až 20 % – [12]; [13].

Jestliže se volí mezní kmitočet vlnovodu podstatně vyšší než je předpokládané propustné pásmo propusti, lze kmitočtovou závislost neideálního admitančního invertoru vystihnout zapojením ideálního admitančního invertoru, na jehož vstupu a výstupu jsou zařazeny ideální transformátory s kmitočtově závislým převodem – obr. 35. Tyto transformátory můžeme uvnitř pásmové propusti zařadit k paralelním rezonátorům a na vstupu a výstupu jejich vliv bud zanedbat, nebo jejich vliv vystihnout vhodnou vazbou (indukčně navázáné propusti). V každém případě tento zpřesněný popis vede k nové mapovací funkci

$$\frac{\Omega}{\Omega_1} = \frac{2 \omega_0^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2} \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right],$$

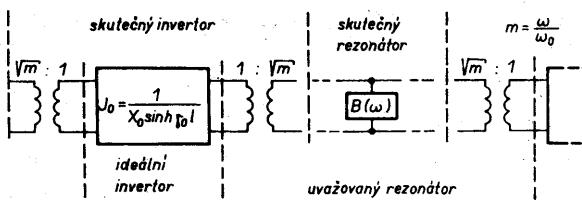


Obr. 33. Měření v oblasti propustného pásma přenosového útlumu a skupinového zpoždění



Obr. 34. Přizpůsobení filtru 70 MHz v oblasti propustného pásma

Obr. 35. Zpřesněné náhradní zapojení úseku podkritického vlnovodu s kapacitní diskontinuitou



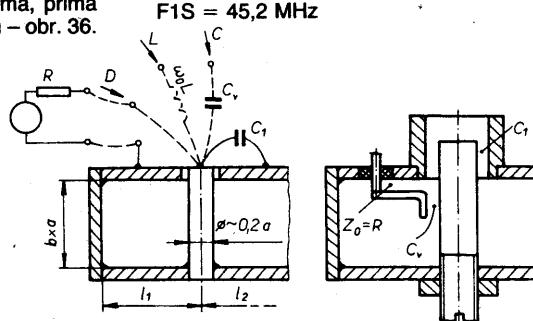
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\omega_2^2 + \omega_1^2}$$

a velmi dobrému souhlasu mezi parametry navrhované a realizované propusti.

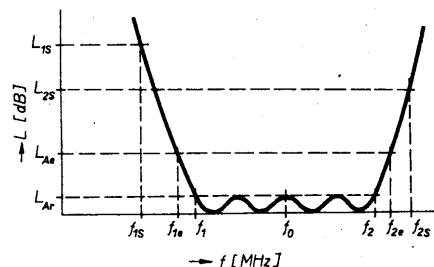
V příloze je uveden odladěný a realizací pásmových propustí i ověřený program EWGFILTERS pro počítač ZX Spectrum. Východiskem při vypracování programu byla nastíněná metodika. Při určování strmostních parametrů je uvažována kmitočtová závislost vlastnosti všech prvků propusti. Při výpočtu lze zadat i zpřesněný popis kapacitní diskontinuity rezonátoru.

Jsou uvažovány tři alternativní vazby na branách propusti: pomocí induktoru, která je vhodná i pro oktaové šířky pásma, přímá vazba a vazba pomocí kondenzátoru – obr. 36.

Obr. 36. Realizace zapojení filtru v podkritickém vlnovodu



Program se v podstatě skládá ze dvou částí. V první části se na základě požadavků na přenosovou charakteristiku propusti určí stupen filtru a dále se určí prvky prototypu dolní propusti. V druhé části se určují pro zvolený typ vazby a zvolené příčné rozměry vlnovodu velikosti vazebních a ladicích prvků a vzdálenosti rezonátorů. Na obr. 37 je přenosová charakteristika pásmové propusti s body, které ji charakterizují. Propustné pásmo je z hlediska větší obecnosti charakterizováno kmitočty f_{1s} a f_{2s} pro útlum $L_{Ar} \geq L_{Ar}$. Útlum L_{Ar} je roven 3 dB pro Butterworthův typ (max. plochá přenosová charakteristika)



Obr. 37. Body přenosové charakteristiky filtru v podkritickém vlnovodu

propusti. V zádržném pásmu se na jednom či obou kmitočtech f_{1s} a f_{2s} specifikují útlumy L_{1s} , L_{2s} .

Příklad. Na mezinfrekvenčním kmitočtu 70 MHz chceme realizovat pásmovou propust s šířkou pásma 27 MHz při poklesu 3 dB, zvlnění v propustném pásmu 1 dB a útlumu 26,5 dB na kmitočtu 45,2 MHz. Aby rozměry propusti byly co nejmenší, volíme přímou vazbu.

Zadáváme

$$\begin{aligned} F1E &= 56,5 \text{ MHz} \\ F2E &= 83,5 \text{ MHz} \\ F1S: Y &(\text{ano}), F1S = 45,2 \text{ MHz} \\ L1S &= 26,5 \text{ dB} \end{aligned}$$

F2S: N (nespecifikujeme)

$$\begin{aligned} \text{I.L.: } T &(\text{Čebyševův typ propusti}), \text{ LAR} = 1 \text{ dB} \\ \text{Santd.: } N &(\text{nestandardní specifikace}), \text{ LAE} = 3 \text{ dB} \end{aligned}$$

Dostáváme

$$N = 3,9460884 \text{ (počet rezonátorů).}$$

Zadáme

$$N = 4 \text{ (celé číslo větší než obdržený výsledek).}$$

Dostáváme

$$F0 = 71,28 \text{ MHz}$$

$$F1 = 57,33 \text{ MHz}$$

$$F2 = 82,93 \text{ MHz}$$

$$L1SN = 26,966 \text{ dB}$$

$$F1S = 45,2 \text{ MHz}$$

$$C_1 = 269,5 \text{ pF} (= C_4)$$

$$C_2 = 277,0 \text{ pF} (= C_3)$$

$$L_1 = 31,8 \text{ mm} (= L_5)$$

$$L_2 = 22,5 \text{ mm} (= L_4)$$

$$L_3 = 24,4 \text{ mm}$$

Parametry v závorkách již plynou ze sýmetrie filtru.

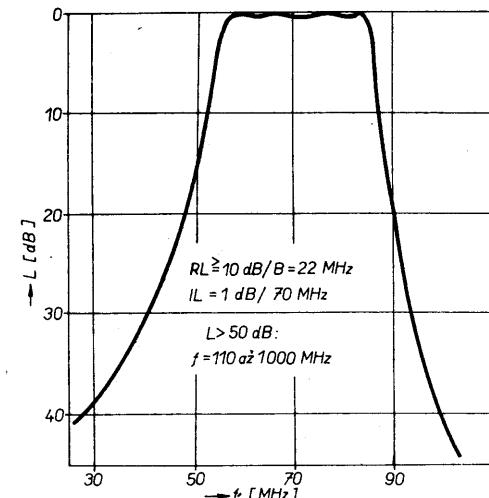
Zadáváme

Impedance OK: Y (požadujeme $R = 50 \Omega$ a $49,2 \Omega$ je zcela vyhovující).

Můžeme realizovat přímo vázanou pásmovou propust. Aby se minimálně uplatnila parazitní indukčnost přívodů kondenzátorů, používáme několik kondenzátorů s co nejkratšími přívody (obr. 38). Na obrázku je

Obr. 38. Experimentální pásmová propust 27 MHz/70 MHz realizovaná v podkritickém vlnovodu v jednom kroku (viz 2. str. obálky)

pásmová propust s indukčním navázáním vstupu a výstupu, která sloužila k ověření platnosti odvozené mapovací funkce a dále k posouzení nejpřesnějšího náhradního schématu. Platnost popisu chování pomocí zde uvedené mapovací funkce se plně potvrdila. Proti standardní funkci, která vede k tomu, že se útlum zvětšuje pomaleji na horní straně propustného pásma, je tomu podle nové mapovací funkce naopak. Měření – viz obr. 39 – to plně potvrdila. Z rozboru vlastností propusti lze soudit na vhodnost popisu kapacitní diskontinuity podle aproximativních výrazů odvozených na základě [9]; v programu volíme „S2“.



Obr. 39. Naměřený přenosový útlum experimentálního filtru 27 MHz/70 MHz se čtyřmi rezonátory a indukční vstupní vazbou

Za tohoto předpokladu byly vypočítány pásmové propusti se šířkou pásma 27 dB/3 dB, zvlnění útlumové charakteristiky $L_{Ar} = 0,5$ dB, minimální útlum 20 dB při šířce pásma 50 MHz s třemi rezonátory na kmitočtech 134 MHz, 479,5 MHz a 612 MHz. Parametry těchto propusti s průřezem $a \times b = 40 \times 40$ mm jsou v tab. 5. Možné provedení ladicího a vazebního kondenzátoru pro propusti na vyšších kmitočtech je na obr. 36. Rozměry určíme (přibližně) podle vztahu pro kapacitu deskového kondenzátoru

$$C = 0,886 \epsilon_r \frac{S}{d}$$

Je-li S udáno v cm^2 ; d v [mm], je C v [pF].

Tab. 5. Parametry čtyřrezonátorových propustí v podkritickém vlnovodu

$a \times b = 40 \text{ mm}$, $n = 3$, $B_3 = 27 \text{ MHz}$, $B_{20} \leq 50 \text{ MHz}$, $L_{Ar} = 0,5 \text{ dB}$, $R = 50 \Omega$			
$f_0 [\text{MHz}]$	134,7	479,6	612,1
$L_{Ar} [\text{dB}]$	0,5	0,5	0,5
$f_1 [\text{MHz}]$	122,6	468	600,5
$f_2 [\text{MHz}]$	145,7	491	623,6
$L_{Ar} [\text{dB}]$	3	3	3
$f_{1e} [\text{MHz}]$	120,5	466	598,5
$f_{2e} [\text{MHz}]$	147,5	493	625,5
$L_{1SN} [\text{dB}]$	19,5	21	21,1
$f_{1s} [\text{MHz}]$	109	454,5	587
$C_{v1}=C_{v2} [\text{pF}]$	24,2	1,4	0,84
$C_1=C_3 [\text{pF}]$	88,5	6,4	3,9
$C_2 [\text{pF}]$	98,2	7,4	4,5
$l_1=l_4 [\text{mm}]$	25,5	25,7	25,8
$l_2=l_3 [\text{mm}]$	27,2	43,5	46,8

Ke konstrukci filtrů zvláště hluboko pod mezním kmitočtem vlnovodu nepoužíváme nikdy pocinovaný plech. Způsobuje značné zvětšení vloženého útlumu. Na kmitočtu 70 MHz to může být až 20 dB.

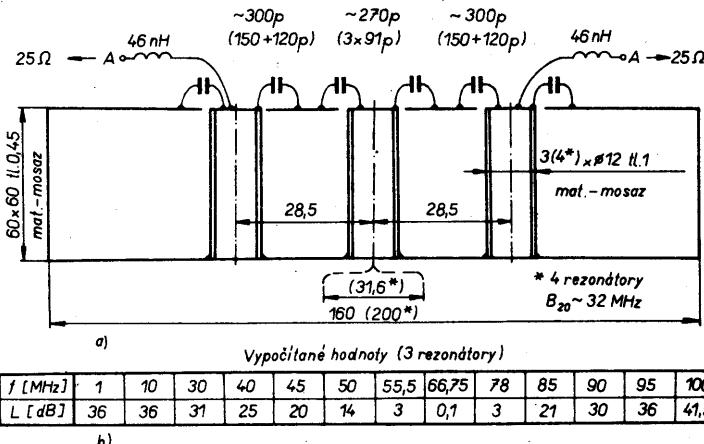
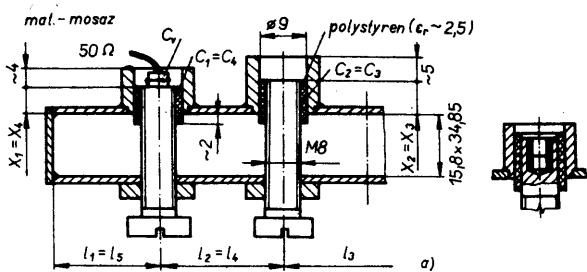
Další podklady pro realizaci pásmových propustí ve vlnovodu R 70 pro druhý mezikmitočet 632,94 MHz, případně pro filtry pomocného konvertoru (1750 až 2000 MHz) // (950 až 1200 MHz) jsou na obr. 40a a v tab. 6. Provedení propusti 633 MHz s naměřenou šírkou pásma 26 MHz je na obr. 40b.

Pokud chceme realizovat na nízkém kmitočtu pásmovou propust s velkou relativní šírkou pásma a malými rozměry, nezbývá než zvolit indukční vazbu. Pak pro zvolené rozměry obdržíme impedanci zdroje a zátěže, která je většinou menší než běžně užívaných 50 až 75 Ω . Můžeme použít širokopás-

Tab. 6. Parametry čtyřrezonátorových propustí v podkritickém vlnovodu R 70 (15,8 x 34,8 mm)

Typ [B/C]	B	B	B
$f_0 [\text{MHz}]$	633	1875	1075
$B_3 [\text{MHz}]$	27	290	290
$f_1 [\text{MHz}]$	619,5	1730	930
$f_2 [\text{MHz}]$	646,5	2020	1220
$f_{1s} [\text{MHz}]$	608	1600	800
$N [1]$	4	4	4
$L_{1s} [\text{dB}]$	20,9	20,4	18,9
$C_v [\text{pF}]$	1,77	0,65	2,23
$C_1 [\text{pF}]$	8,4	0,48	2,09
$C_2 [\text{pF}]$	9,9	1,05	3,54
$l_1 [\text{mm}]$	28	30,8	25,2
$l_2 [\text{mm}]$	37,3	24,2	17,5
$l_3 [\text{mm}]$	42,1	29,0	21,3
$X_1 [\text{mm}]$	11	0,6	2,7
$X_2 [\text{mm}]$	13	1,4	4,6

Obr. 40. Čtyřrezonátorová pásmová propust v podkritickém vlnovodu R 70; a) dimenzování, b) provedení propusti 26 MHz/633 MHz (viz 2. str. obálky)



Obr. 41. Pásmová propust 22,5 MHz/66,8 MHz s třemi či čtyřmi rezonátory a indukční vazbou; a) provedení, b) vypočtený průběh přenosového útlumu

mové přizpůsobování útlumovým článkem T. Tím se z hlediska vloženého útlumu přiblížíme filtrům s povrchovou akustickou vlnou. Lze použít transformátor, jakým je vedení dlouhé čtvrtinu vlnové délky. To je řešení složité. Jako nejjednodušší řešení s velmi dobrými výsledky se ukázala nahrazena čtvrtvlnného vedení o žádané vlnové impedanci dvoučlánkovým náhradním zapojením s dříve uvedeným párametry. Pro propust s třemi rezonátory podle obr. 41 bylo dosaženo nejménších odchylek od předpokládaného chování propusti s invertory podle obr. 42. Podle obr. 41 a 42 lze rovněž realizovat

propust se čtyřmi rezonátory s větší strmostí boků přenosové charakteristiky, což je užitečné z hlediska kvalitního příjmu družice ASTRA s hustým dělením používaného pásmáma.

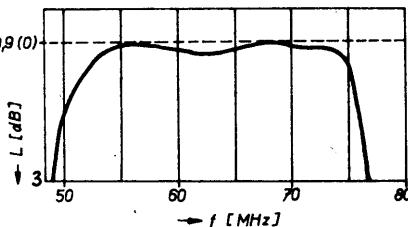
Vlnovodové pásmové propusti

Minimálně z hlediska potlačení šumu zesiňovače je třeba před následující směšovač zařadit obvod potlačující šum v zrcadlovém pásmu směšovače. Na obr. 43 je pásmová propust navržená jako náhrada jednoretrozónátorové propusti jedné stavebnice, jež zatmala hlavu celé řadě nadšenců družicového příjmu. Pásmová propust se skládá ze dvou půlvlnných rezonátorů, navázaných prostřednictvím invertorů, které jsou tvořeny indukčními kolíky v příčné rovině vlnovodu.

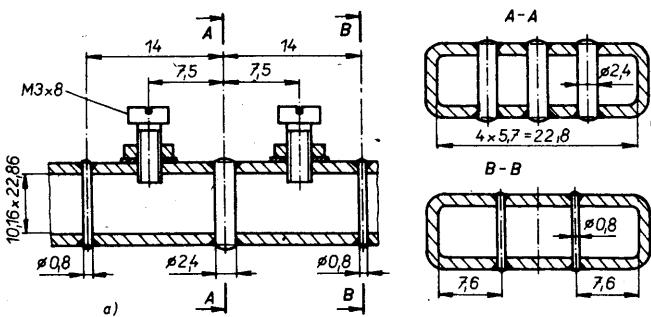
Rozměry pásmových propustí v podkritickém vlnovodu pro kmitočet 12 GHz se čtyřmi rezonátory a se šírkou pásma 300 MHz, 500 MHz a 800 MHz jsou na obr. 44. Vložený útlum je (pro postríbřený povrch) v mezi 0,8 až 0,3 dB. Dobrý vodivý kontakt ladičích šroubů se stěnou vlnovodu je předpokladem k dosažení uvedených velikostí vloženého útlumu. Provedení jedné propusti je patrné z obr. 45. Pro jiný střední kmitočet pásma 10,7 až 12,75 GHz lze rozměry přepočítat násobením poměrem $f_{starý}/f_{nový}$.

Mikropáskové propusti

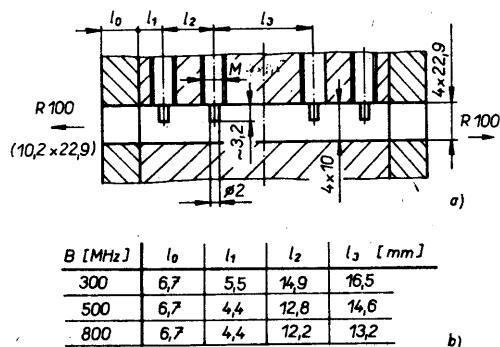
Rozměry navržených, nikoli však prověřených mikropáskových propustí vhodných pro zařazení před směšovač vnější jednotky, jsou na obr. 46 a obr. 47. U první je šířka propustného pásma 1000 MHz, u druhé 250 MHz. Jsou uvedeny rovněž impedance na vstupní bráni, které jsou důležité z hlediska optimálního návrhu směšovače. Pro jiné kmitočty pásma 10,7 až 12,75 GHz v prvním přiblížení postačí použít metodu návrhu v měřítku aplikovanou pouze na rozměry v ploše plošného spoje. Řešení to není zcela přesné, ale vzhledem k úzkému pásmu vyhovuje.



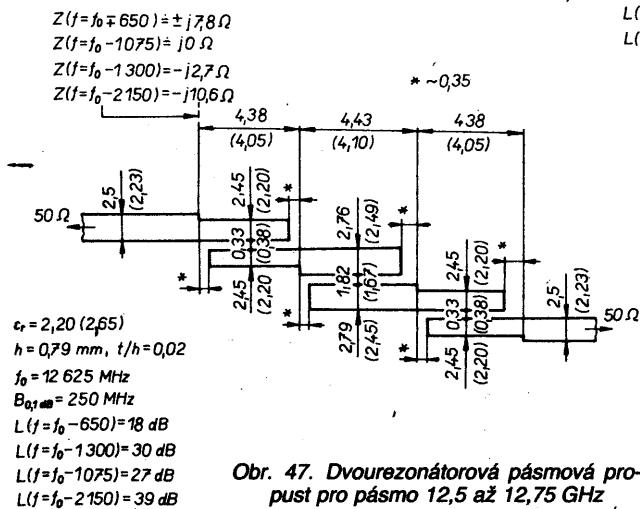
Obr. 42. Nejvhodnější invertor k branám propusti podle obr. 41 a naměřená přenosová charakteristika



Obr. 43. Pásmová propust ve vlnovodu R 100 pro příjem v pásmu družice ASTRA 1A; a) rozměry, b) naměřené vlastnosti



Obr. 44. Pásmové propusti v podkritickém vlnovodu pro kmitočet 12 GHz

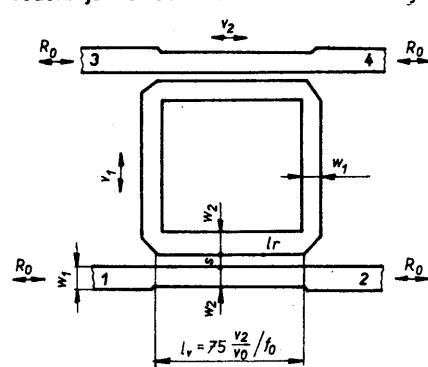


Obr. 47. Dvourezonátorová pásmová propust pro pásmo 12,5 až 12,75 GHz

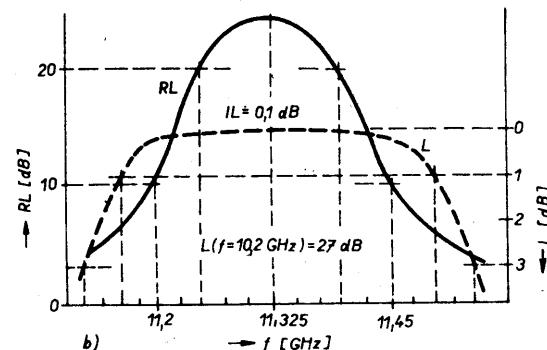
Směrové propusti

Směrové propusti používáme jako duplexní obvody např. při realizaci jednodiodového směšovače s minimálními požadavky na oscilátorový výkon a snadné reaktivní zakončení produktů směšování.

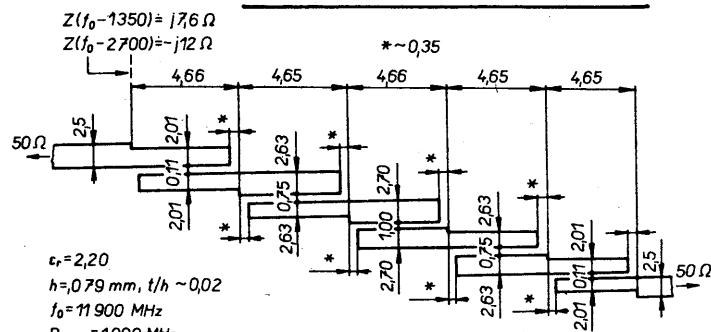
Směrový filtr s jedním kruhovým rezonátorem realizovaný pomocí mikropáskových vedení je na obr. 48. Volíme-li odbočný



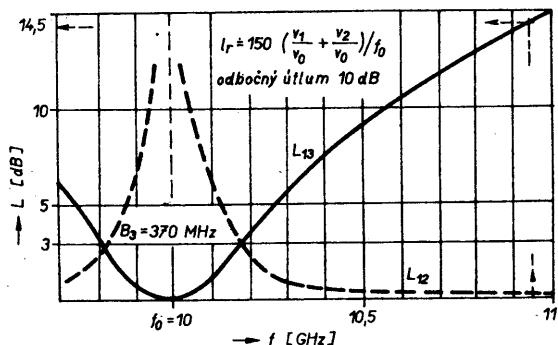
Obr. 48. Směrový filtr s jedním kruhovým rezonátorem, propustnou vlnou



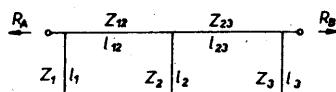
Obr. 45. Pásmová propust 500 MHz/11,9 GHz v podkritickém vlnovodu 4 x 10 mm, připojitelná k vlnovodu R 100 (viz 2. str. obálky)



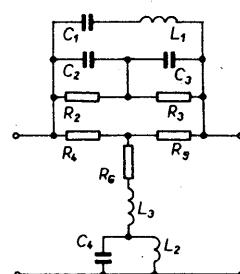
Obr. 46. Čtyřrezonátorová mikropásková propust 1000 MHz/11,9 GHz



Obr. 49. Vlastnosti směrového filtru pro odbočný útlum 10 dB



Obr. 50. Pásmová zádrž s třemi větvemi



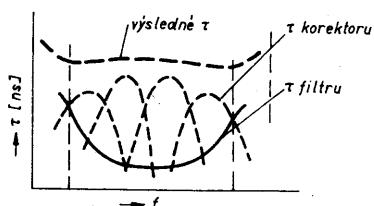
Obr. 51. Náklonový obvod typu přemostěného T

Tab. 7. Pásmové zádrže pro pásmo 8,3 až 9,05 GHz

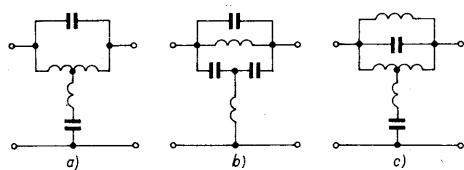
$R_A = R_B$	$Z_1 = Z_3$	$Z_{12} = Z_{23}$									
$I_1 = I_3$	$I_{12} = I_{23}$										
I Stand. návrh $L_{Ar} = 0,2$ dB											
$R_A = 50 \Omega$	$Z_1 = 143 \Omega$	$Z_{12} = 76,6 \Omega$									
$I_1 = I_{12} = I_2 = 8,65$ mm ($\epsilon_r = 1$)											
II $L_{Ar} < 0,5$ dB/10,95 až 11,7 GHz, analýza											
$R_A = 50 \Omega$	$Z_1 = 62,5 \Omega$	$Z_{12} = Z_2 = 50 \Omega$									
$I_1 = I_{12} = 8,80$	$I_2 = 8,50$ mm ($\epsilon_r = 1$)										
f [GHz]	8,3	8,5	8,675	9,05	10	10,85	10,95	11,325	11,7	12,8	20
L_1 [dB]	47	68		10	11,8	0,42	0,19	0,006	0,01	0,25	0,08
L_1'' [dB]	66	113	84	58,2	21,8	1,45	0,47	0,20	0,46	0,00	0,28

Korektory skupinového zpoždění

Ve spotřební elektronice se příliš často nepoužívají a používají-li se filtry s povrchovou akustickou vlnou, není nutné je použít ani u profesionálních zařízení. Ideální průběh přenosového útlumu korektoru je nezávislý na kmitočtu. Průběh skupinového zpoždění na kmitočtu je zvonovitý. Sériovým řazením takových korektorů s vrcholy odpovídající různým kmitočtům lze vyrovnat nevhovující změřenou charakteristiku ať již mezifrekvenčního či základního obrazového pásma přijímače (obr. 52).



Obr. 52. Korekce skupinového zpoždění filtru čtyřmi korektory



Obr. 53. Korektory skupinového zpoždění: a) pro základní pásmo, b), c) pro mf pásmo

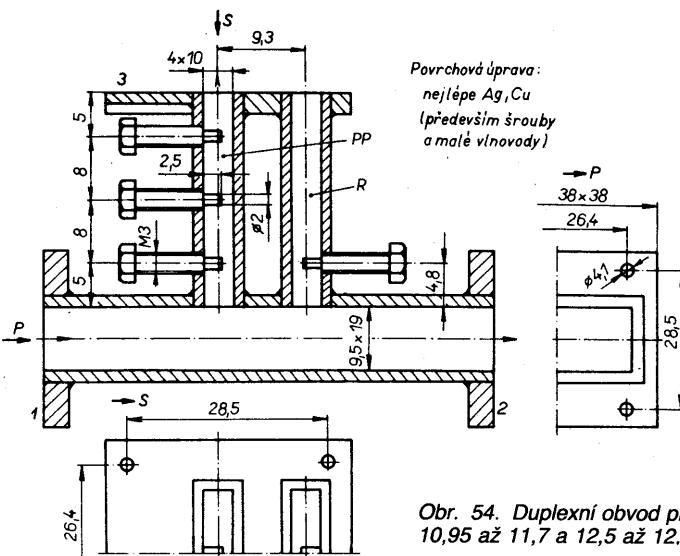
Na obr. 53 jsou zapojení korektorů skupinového zpoždění, užívaných pro základní obrazové pásmo a pro mezifrekvenční pásmo. Vzhledem k tomu, že skupinové zpoždění po korekci je dáno součtem skupinových zpoždění, je velmi důležité, má-li korekce mít smysl, dbát na teplotní a časovou nezávislost parametrů stavebních prvků korektorů.

Duplexní obvody

Obecně: multiplexní obvody slučujeme signály o různých kmitočtech v jednotlivých signálních trasách do jedné trasy. Podobně rozdělujeme podle kmitočtů signály do různých tras. K tomuto účelu se používají filtry: dolní propusti, horní propusti, pásmové propusti, případně pásmové zádrže a některé další obvody jako např. cirkulátory. Při ná-

Navržený duplexní obvod, v němž je použita ve věti pro vyšší kmitočtové pásmo pásmová propust v podkritickém vlnovodu, je na obr. 54. Na obr. 55 je přibližné náhradní zapojení, z kterého plynou vlastnosti duplexera a způsob jeho nastavení.

Duplexer můžeme nastavit pomocí vnější jednotky pro pásmo 12,5 až 12,75 GHz. Nejdříve zašroubujeme na doraz kolíky pásmové propusti PP, vnější jednotku připojíme k bránně 2 a rezonanční kmitočet rezonátoru R nastavíme při příjmu na středním kmitočtu kolem 12 625 MHz na co nejslabší signál. Pak jednotku dáme na její definitivní místo – bránu 3 a pásmovou propust PP nastavíme tak, abychom získali co nejlepší obraz. Při ladění pásmové propusti nejdříve vyšroubujeme střední ladící kolík. Ten slouží pouze k jemnému nastavení vazby a jeho osoustružený konec zasahuje do vlnovodu

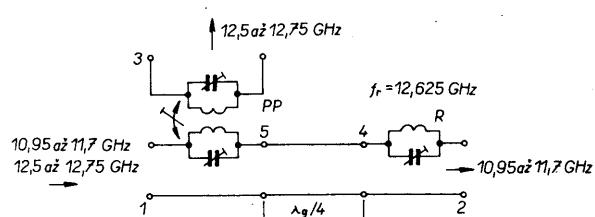


Obr. 54. Duplexní obvod pro pásmá 10,95 až 11,7 a 12,5 až 12,75 GHz

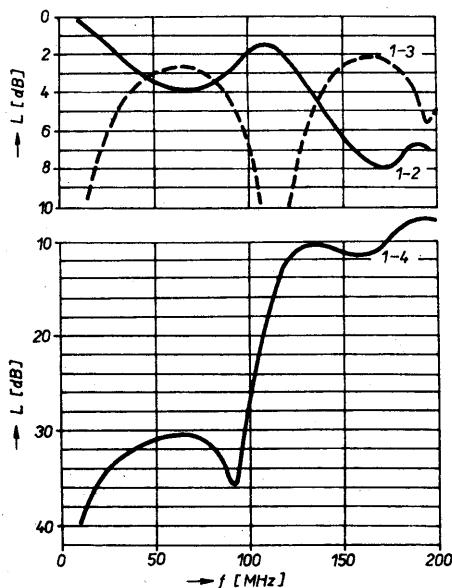
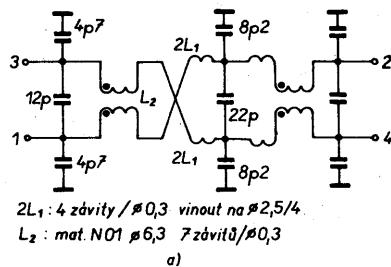
by měl být co nejkratší. Vnější jednotka pro pásmo 10,95 až 11,7 GHz je připojena k bránně 2.

K funkci lze uvést, že v sérii zapojený paralelní rezonátor R se z referenční roviny 4 transformuje do referenční roviny 5, vzdálené o čtvrtinu vlnové délky jako například vedení zapojený sériový rezonanční obvod. Ve spodním pásmu se díky čtvrtvlnnému vedení vykompenzuje reaktivní složky pásmové propusti a rezonátoru a průchod signálu spodního pásmá do výstupní brány 2 je proto bezeztrátový.

Mimo rezonanční kmitočet rezonátoru R se s odstupem od tohoto kmitočtu začíná mírně uplatňovat vliv impedance vnější jednotky, připojené k bránně 2, na přenosový útlum mezi bránou 1 a 3. Impedance na bránně 2 náhradního zapojení je závislá na tom, je-li vnější jednotka zapnutá či vypnutá a dále na délce úseku vedení mezi přírubou jednotky a místem navázání rezonátoru. Mírné zmenšení či zvětšení přenosového útlumu na krajních kmitočtech pásmá 12,5 až 12,75 GHz je možné experimentálně ověřit.

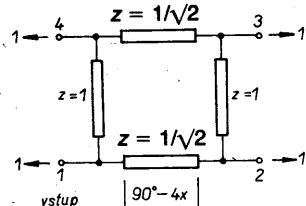


Obr. 55. Náhradní zapojení duplexního obvodu

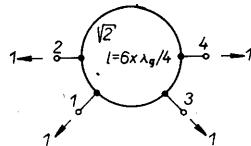


Obr. 61. Kvadraturní SVČ se soustřednými prvky pro pásmo 40 až 90 MHz; a) zapojení, b) naměřené vlastnosti

Obr. 62. Provedení SVČ pro 40 až 90 MHz (viz 3. str. obálky)



Obr. 63. Jednoduchý kvadraturní větvový SVČ



Obr. 64. Soufázový kruhový SVČ

Větvové SVČ

Jsou to vazební členy vytvořené vedeními či ekvivalentními obvody se soustřednými prvky. Vedení nemají vzájemnou vazbu.

Jednoduchý kvadraturní větvový člen s rameny o elektrické délce 90° a s dělením výkonu 1:1 ve výstupních ramenech 2 a 3 je na obr. 63. Jsou uvedeny normované impedance větví. Výstupní napětí na bránu 4 je

nulové pouze pro střední kmitočet. Tento SVČ je úzkopásmový. Lze s ním dobře realizovat obvody v šířce pásmá 10 %. Pokud jsou rozměry rozvětvení vedení srovnatelné s vlnovou délkou, není návrh tohoto SVČ jednoduchý. Později si uvedeme provedení SVČ při praktickém použití ve směšovači.

Soufázový SVČ s poněkud větší šířkou pásmá je na obr. 64. Opět jsou uvedeny normované impedance. Dělení výkonu je 1:1. Tento SVČ se používá rovněž často při konstrukci směšovačů, zvláště směšovačů s malými konverzními ztrátami a potlačením signálů v zrcadlovém pásmu kmitočtů.

Wilkinsonovy děliče výkonu

Wilkinsonovy děliče výkonu jsou speciálním případem směrových vazebních členů – čtyřbranů, u nichž je čtvrtá brána odporevně zakončena. Můžeme jimi soufázově rozdělovat signál z jedné brány do dvou bran, můžeme dva signály přiváděné do dvou bran sloučit a se ztrátou 3 dB společně vyvést na třetí bránu. Prostřednictvím Wilkinsonova děliče výkonu můžeme snadno zároveň transformovat impedance (např. z 50Ω vnější jednotky na 75Ω vnitřní jednotky), anž by se zvětšila komplexnost děliče.

Na obr. 65 a jsme si uvedli obecné řešení Wilkinsonova děliče výkonu včetně možnos-

ti transformovat impedance v poměru $1:m$. Obecně nejjednodušší určíme prvky několikastupňového děliče podle požadavků na šířku přenášeného pásmá z hlediska izolace bran 1 a 2 a impedančního přizpůsobení bran. Vzhledem k symetrii děliče podle jedné roviny rozdělíme celý problém na dva díly. Při souhlasném vybuzení (obr. 65b) určíme normované impedance transformátoru složeného z n sekcí. Počet sekcí volíme s ohledem na impedanční přizpůsobení ve zvolené šířce pásmá, na složitost a praktickou realizovatelnost zapojení. Příčné rezistory větví určíme tak, aby bylo dosaženo maximální izolace bran 1 a 2 ve zvoleném pásmu. Určíme-li normované impedance při souhlasném vybuzení, Z_{1e} – obr. 65b, a nesouhlasném vybuzení, Z_{1o} – obr. 65c, můžeme pro normovanou impedance na bráně 1 psát

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{Z_{1e} + mr_o} + \frac{1}{Z_{1o} + mr_o}}$$

Pro přenos U_2/U_1 dostáváme

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{1e} + mr_o}{Z_{1o} + mr_o}} \frac{Z_{1o}}{1 + \frac{Z_{1o} + mr_o}{Z_{1e} + mr_o}}$$

Požadujeme-li maximální izolaci, tj. $U_2/U_1 = 0$, dostáváme pro impedance při nesouhlasném vybuzení

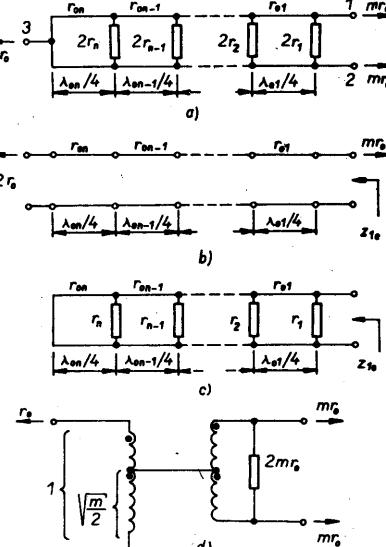
$$\frac{Z_{1o}}{mr_o} = \frac{Z_{1e}}{mr_o}$$

Za této podmínky je potom impedance na bráně 1

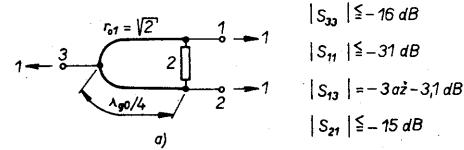
$$Z_1 = mr_o$$

Použíme-li tuto podmínku na zapojení děliče výkonu se soustředěnými prvky – dvěma feritovými transformátory užívanými až do pásmu UHF – dostáváme zapojení podle obr. 65d; zapojení dělí výkon a případně mění impedance.

Na obr. 66 a 67 jsou parametry zapojení a vlastnosti některých Wilkinsonových děličů s ideálními prvky zapojení pro šířku pásmá, odpovídající pásmu první mezifrekvence 950 až 1750 MHz. Alternativní soufázový dělič s velkou šířkou pásmá, s pouze jedním příčným rezistorem a dvěma vázanými vedeními je na obr. 68. Na obr. 69 je prakticky užívané zapojení rozbočovače pro pásmo 50 až 700 MHz.



Obr. 65. Wilkinsonovy děliče výkonu; a) obecné provedení, b) obvod děliče při souhlasném buzení bran, c) obvod děliče při nesouhlasném buzení bran, d) jednoduchý dělič s dvěma transformátory

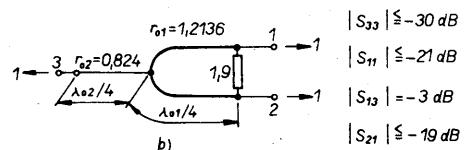


$$|S_{33}| \leq -16 \text{ dB}$$

$$|S_{11}| \leq -31 \text{ dB}$$

$$|S_{13}| = -3 \text{ dB} \text{ až } -31 \text{ dB}$$

$$|S_{21}| \leq -15 \text{ dB}$$

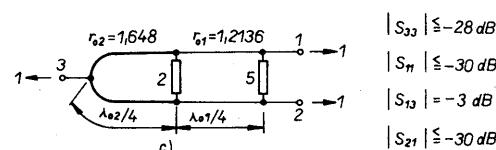


$$|S_{33}| \leq -30 \text{ dB}$$

$$|S_{11}| \leq -21 \text{ dB}$$

$$|S_{13}| = -3 \text{ dB}$$

$$|S_{21}| \leq -19 \text{ dB}$$



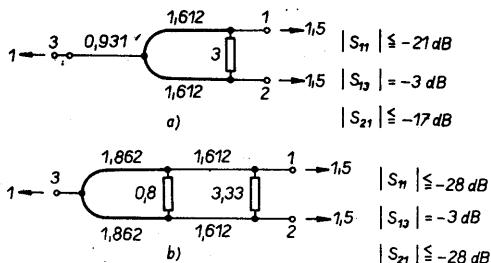
$$|S_{33}| \leq -28 \text{ dB}$$

$$|S_{11}| \leq -30 \text{ dB}$$

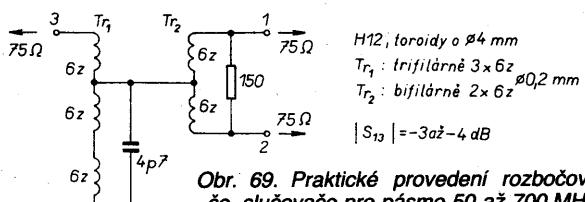
$$|S_{13}| = -3 \text{ dB}$$

$$|S_{21}| \leq -30 \text{ dB}$$

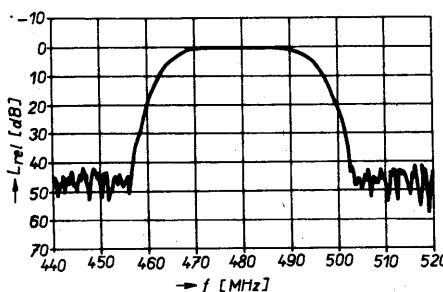
Obr. 66. Vlastnosti některých provedení Wilkinsonových děličů výkonu v pásmu kmitočtů $f_2:f_1=1,3:1:0,7$



Obr. 67. Vlastnosti některých Wilkinsonových děličů výkonu s transformací impedancie 1:1,5



Obr. 69. Praktické provedení rozbočovače, slučovače pro pásmo 50 až 700 MHz



Obr. 70. Vlastnosti filtru s PAV typu Y6901

Filtry s povrchovou akustickou vlnou

Filtry s povrchovou akustickou vlnou mají proti filtrům tvořeným cívками celou řadu předností: pevně nastavenou přenosovou charakteristikou, není nutné nastavování, jsou stabilní, lze nezávisle specifikovat amplitudovou a fázovou přenosovou charakteristiku, důležité vlastnosti mohou být specifikovány v úzkých tolerancích, filtrov zabírají málo místa. Ze záporných vlastností lze uvést velký vložný útlum.

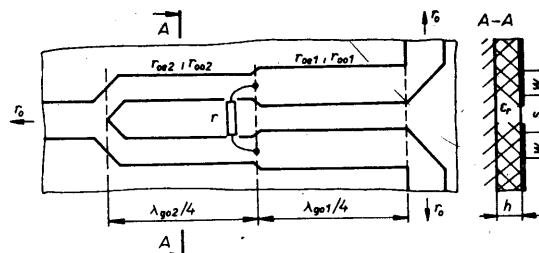
Princip filtru spočívá nikoli na rezonanci, ale na interferenčních vlastnostech mechanických vln. Z toho plynou některé odchylné vlastnosti proti cívkovým filtrům. Je třeba při montáži dát pozor na přeslech, který vzniká elektrickým přemostěním vstupní a výstupní brány filtru a projevuje se jako echo. Typický rušivým signálem je TTE (triple-transit echo) – vzniká podobně jako na špatně impedančně přizpůsobeném kabelu. Z toho hlediska je velký vložný útlum filtru žádoucí. V závěrné oblasti mohou tyto filtrov špatně potlačovat některé harmonické prospustného pásma.

Impedance bran jsou dány především impedancemi měničů a mohou spolu s připojenými vnějšími impedancemi ovlivňovat přenosovou charakteristiku. Je proto vhodné používat výrobcem doporučené zakončovací impedance.

Pásmová propust pro mezifrekvenční kmitočet 479,5 MHz v pouzdru z plastické hmoty pro zařízení spotřební elektroniky je na obr. 70 a v tab. 10.

Směšovače

Hlavní použití směšovačů je v měničích kmitočtu (nahoru, dolů) a ve fázových detekto-



$\text{CSV} \leq 1,2$ pro f_1 až f_2 kde $f_2 : f_0 : f_1 = 145 : 1 : 0,55$

$r/r_0 = 1,294$

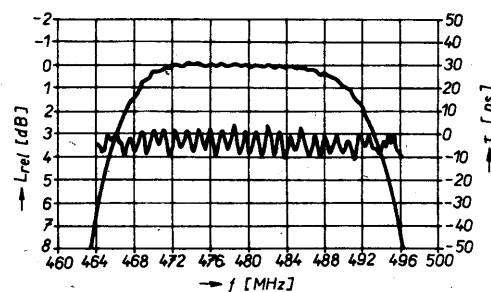
$r_{01}/r_0 = 1,244$ i $r_{02}/r_0 = 0,734$

$r_{03}/r_0 = 1,608$ i $r_{04}/r_0 = 1,346$

Obr. 68. Širokopásmový dělič výkonu s vázanými vedeními a jedním příčným odporem

Dvojitě vyvážený tranzistorový směšovač

Dvojitě vyvážený tranzistorový směšovač v monolitickém provedení je na obr. 71a. Na obr. 71b je zpětnovazební obvod pro vytvoření kmitajícího směšovače.



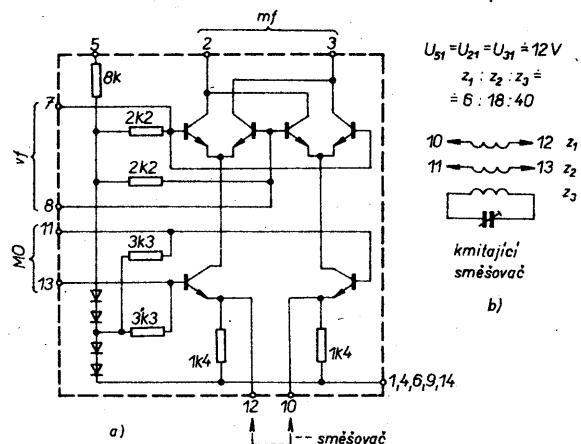
Tab. 10. Filtr s povrchovou akustickou vlnou firmy Siemens

Typ filtru	QFWY6901
Impedance zdroje	50 Ω
Impedance zátěže	50 Ω
Vložný útlum (479,5 MHz)	17,4 dB
Šířka pásma pro pokles	
1 dB	21,8 MHz
3 dB	27,0 MHz
25 dB	41,6 MHz
Útlum v zádržném pásmu	
380 až 455 MHz	47,0 dB
504 až 580 MHz	40,0 dB
Potlačení odražených signálů	
0,2 až 2 μs	
za hlavním signálem	46,0 dB
Potlačení přeslechů	
0,3 až 0,2 μs	
před hlavním signálem	46,00 dB
Skupinové zpoždění	±4 ns
Impedance bran při	
479,5 MHz	
vstup $Z_{IN} = R_{IN}/C_{IN}$	105 kΩ/3,3 pF
výstup $Z_{OUT} = R_{OUT}/C_{OUT}$	400 kΩ/3,4 pF
Teplotní součinitel	-94 . 10 ⁻⁶ /K

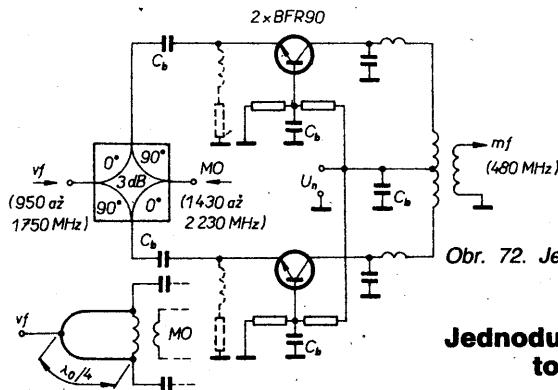
1 vstup	1, 4, 5, 6, 10
3 vstup, zem	3 vstup, zem
7 výstup	7 výstup
8 výstup, zem	8 výstup, zem

Podle důrazu na některý či některé uvedené parametry volíme určité uspořádání směšovače.

Uvedeme si některá zapojení směšovačů, použitelná při realizaci přijímačů, tj. od výběru subnosných zvuku až po směšovač vnější jednotky. Většinu směšovačů lze použít rovněž ve fázových detektorech fázových snyček syntetizátorů kmitočtu či demodulátorů FM. Další informace nalezne čtenář v literatuře.

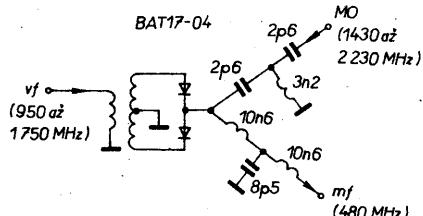


Obr. 71. Dvojitý vyvážený tranzistorový
a) směšovač, b) kmitající směšovač typu
SO42P (Siemens)

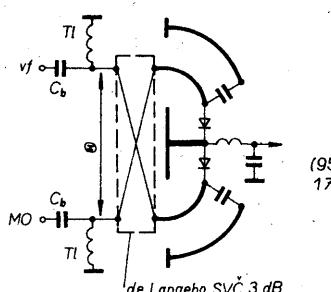


Směšovač se používá v obvodech výběru subnosních zvuků, rovněž se můžeme setkat s použitím tohoto integrovaného obvodu při realizaci demodulátorů PLL FM.

Obr. 73. Jednotranzistorový směšovač (950 až 1750)/480 MHz (viz 3. str. obálky)

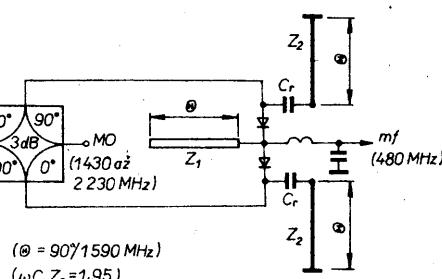


Obr. 74. Jednoduchý balanční směšovač s duplexním obvodem

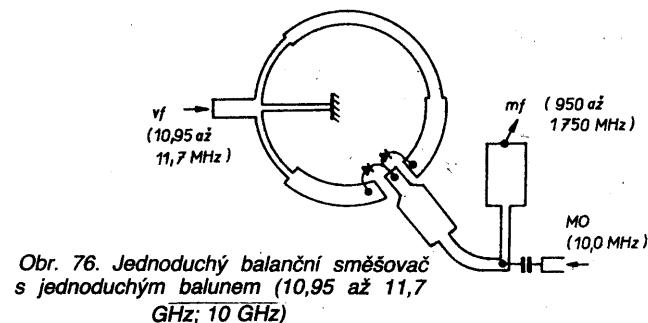


Jednoduchý balanční tranzistorový směšovač

Jednoduchý balanční tranzistorový směšovač s běžným bipolárním tranzistorem BFR90 je na obr. 72. Lze jej použít k výběru kanálu z prvního mf pásmá 950 až 1750 MHz. Kvadraturní hybrid pro vstup jsme si již uvedli dříve – de Langeho 3dB SVČ. K realizaci výstupního transformátoru lze použít dat uvedených pro širokopásmový soufázový dělič výkonu s feritovým jádrem. Alternativně použijeme balun tvořený koaxiálním vedením dlouhým 180°. Použijeme-li na vstupu kvadraturní hybrid, proniklý odražený signál místního oscilátoru od tranzistorů do signálové větve. Pokud tomu chceme zamítat, použijeme hybridní soufázový člen (0°/0° a 0°/180°). Může to být upravený Wilkinsův dělič výkonu podle obr. 72. Základní stavební prvek směšovače, tranzistor BFR90, byl vyzkoušen v základních zapojeních, se slučovačem na vstupu – obr. 73. Použití slučovače a impendační nepřizpůsobení výstupu vedlo k větším konverzním ztrátám, 7 až 12 dB. Rovněž tak nemohlo být zabráněno pronikání signálu místního oscilátoru do signálové větve a potlačení intermodulačních produktů druhého rádu $f_{\text{rf}} \pm f_{\text{rf2}}$.



Obr. 75. Jednoduchý balanční směšovač s Schottkyho diodami (BAT 17-04) a kvadraturním hybridem



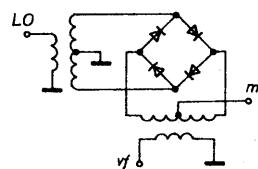
Obr. 76. Jednoduchý balanční směšovač s jednoduchým balunem (10,95 až 11,7 GHz; 10 GHz)

Jednoduché balanční diodové směšovače

Některé jednoduché balanční diodové směšovače dobře realizovatelné od pásmá UHF po SHF jsou na obr. 74, 75 a 76. U všech těchto směšovačů mezfrekvenční kmitočet leží pod pásmem kmitočtu vstupního signálu a místního oscilátoru. Údaje v závorce odpovídají realizovaným zapojením. Jednoduchá balanční zapojení mají výhodu v tom, že potlačují intermodulační produkty druhého rádu. To je zvlášť důležité, pokud nechceme před druhým směšovačem družicového přijímače používat laděnou pásmovou propust. Spolu s vhodnou volbou druhého mezfrekvenčního kmitočtu dosáhneme výrazného potlačení rušení intermodulačními produkty druhého rádu proti případu, kdy je použit jednodiodový směšovač bez preselektoru. Jako symetrikační zapojení podle obr. 74 lze použít dříve uvedený balun z mikropáskového a štěrbinového vedení.

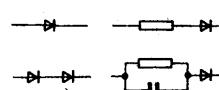
Dvojité balanční směšovače a směšovače s osmi diodami

Dvojité směšovače jsou pro svoje vlastnosti, jako je široký rozsah pracovních kmitočtů a ze symetrie vyplývající vzájemné oddělení bran, nejvíce nabízenými typy – obr. 77. Vzhledem k obtížím s realizací ideálních symetrikačních transformátorů nedosahuje u těchto směšovačů mezfrekvenční kmitočet pásmá kmitočtu vstupního signálu a místního oscilátoru.



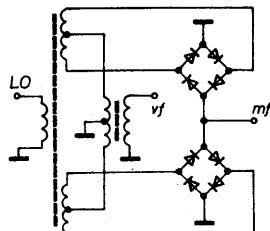
Obr. 77. Dvojitý balanční směšovač

Podle požadavků na úroveň intermodulační odolnosti směšovačů se kromě obvyklé jedné diodi ve věti směšovače používají díly dvě, dioda zapojená s přesným sériovým odporem či další kombinace podle obr. 78.

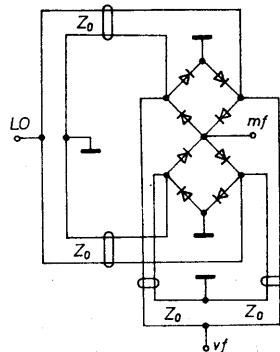


Obr. 78. Prvky ve větvích dvojitých směšovačů

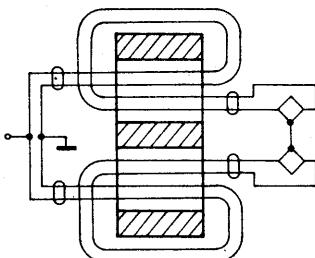
Pokud chceme, aby maximální pracovní mf kmitočet odpovídal kmitočtu signálovému a místního oscilátoru, volíme zapojení podle obr. 79. Povšimneme si, že směšovač má obecně zhoršené vlastnosti, blíží-li se mf kmitočet k nule. Část diod je zkratována signálovým transformátorem. Praktické zapojení osmidiodového směšovače je na obr. 80. Je tvořeno symetrikačními baluny, které



Obr. 79. Vyvážený směšovač s osmi diodami



Obr. 80. Osmidiodový balanční směšovač, prakticky používané zapojení



Obr. 81. Vinutí závitu tlumivkového vedení pro osmidiodový směšovač na dvouděrovém jádře

se chovají při soufázovém buzení jako tlumivka. Zapojení jedné dvojice je na obr. 81. Používáme dvouděrová jádra Siemens a diody VBS.

Obr. 82. Realizovaný osmidiodový balanční směšovač s diodami KAS44 (viz 3. str. obálky)

Obr. 83. Realizovaný čtyřdiiodový balanční směšovač s diodami KAŠ44 (viz 3. str. obálky)

Tab. 11. Vlastnosti balančního směšovače 10 MHz – 3 GHz s osmi diodami

Diody: VBS718 (TESLA), feritové jádro: B62152 – A8 – X30 (Siemens)					
f_{LO} [GHz]	f_{RF} [GHz]	f_I [GHz]	L_{LO-IF} [dB]	L_{RF-IF} [dB]	CL [dB]
0,3	0,2	0,1	32	25	6
1	0,9	0,1	32	30	6
1,8	1,7	0,1	32	28	6
2,3	1,7	0,6	36	24	7,5

dy VBS. Výsledky měření jsou patrné z tab. 11. Lze ovšem použít i tuzemská jádra a diody KAS44 – obr. 82, či diody BAT firmy Siemens.

Při praktické realizaci dvojtě vyvážených směšovačů na nižších kmitočtech podle obr. 77 používáme trifilárně vinuté transformátory na feritových jádřech – obr. 83. S diodami VBS718-716 lze pro převod prvního mf kmitočtu použít s úspěchem i nemagnetská – pouze nosná jádra. Jedno další řešení dvojtě balančního směšovače je na obr. 84. Symetrikační transformátory jsou realizovány pomocí Marchandových balunu třetího a čtvrtého řádu na trojité plátovaném dialektickém nosiči, umístěném v kovovém pouzdře. Směšovač byl vyvinut pro pásmo vf a MO 2,4 až 3,6 GHz a mf pásmo 20 až 1200 MHz. Oddělení místního oscilátoru dosahovalo 30 až 60 dB.

Směšovač s potlačeným zrcadlovým signálem

Vhodným využitím fázových vztahů mezi jednotlivými produkty směšování lze dosáhnout potlačení zrcadlového signálu – obr. 85, případně navíc využít dalších fázových vztahů – v závorkách – ke zmenšení konverzních ztrát směšovače při zmenšení šířky pásmu vzhledem k prvnímu případu.

Obě řešení naleznou uplatnění všude tam, kde budou prakticky dosažitelné potlačení zrcadlového signálu směšovačem (15 až 20 dB) je postačující, nebo jako doplněk kanálového filtru k zlepšení zrcadlové selektivity. Přitom u prvního řešení lze dosáhnout malého útlumu odrazem na signálovém vstupu, u druhého na oscilátorovém vstupu a lze tak navíc i ušetřit v nutných případech izolátory.

Obě řešení mohou tedy nalézt uplatnění při řešení vstupních obvodů přijímačů RDS, přitom druhé řešení, s kterým lze dosáhnout malého šumového čísla, je zajímavé z hlediska individuálního přijímače zvláště tehdy, je-li volen mezifrekvenční kmitočet jako násobek $(2k+1)/2$ odstupu mezi kanály RDS.

Pak má zrcadlový signál navíc opačnou polarizaci než signál žádaný. Převod z pásmu 1. mezifrekvence na nízkou 2. mezifrekvenci bez preselektoru směšovače je rovněž možný.

Z hlediska realizace je snažší první provedení, neboť všechny stavební prvky jsme si již uvedli.

Druhý případ vyžaduje řešit jednotlivé směšovače ve větvích jako reaktivně zakončené na zrcadlovém kmitočtu a dále užít jiné stavební prvky jednotlivých směšovačů tak, aby délka větví mezi soufázovým signálovým hybridem a jednotlivými směšovači byla co nejkratší a dále, aby jak vstupní, tak zrcadlový signál se odrážely od jednotlivých směšovačů směrem ke vstupnímu hybridu [20]. Reaktivní zakončení na součetovém kmitočtu lze realizovat pro každou směšovací diodu samostatně a tím dále zmenšit konverzní ztráty.

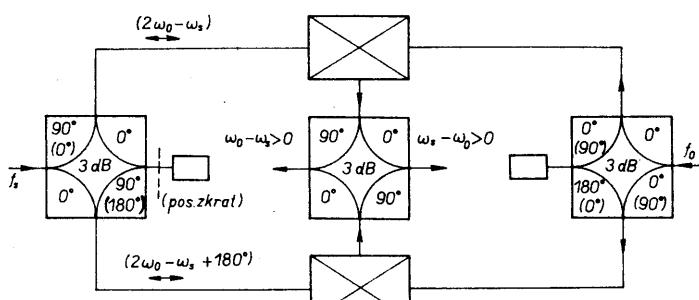
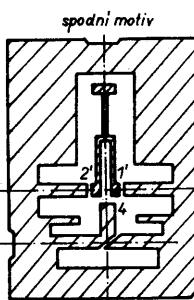
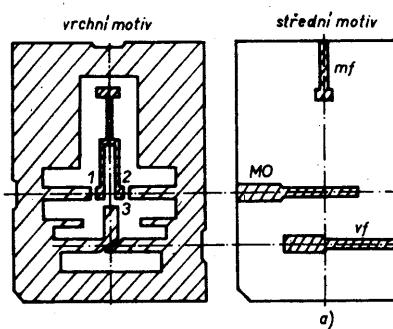
Provedení mikrovlnné části prvního typu směšovače je patrné z obr. 86.

Obr. 86. Mikrovlnná část směšovače s potlačeným zrcadlovým signálem (10,95 až 12,75 GHz)/70 MHz (viz 3. str. obálky)

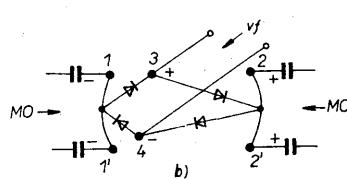
Některá další zapojení

Zapojení směšovače s tranzistorem FET, které se často používá ve vnějších jednotkách a lze je rovněž použít pro výběr kanálu v oblasti první mezifrekvence, je na obr. 87a. Na obr. 87b je principiální zapojení balančního směšovače se stejným typem tranzistoru. Ze zapojení jsou patrné další možné způsoby realizace balunu a hybridních soufázových členů pomocí feritových transformátorů.

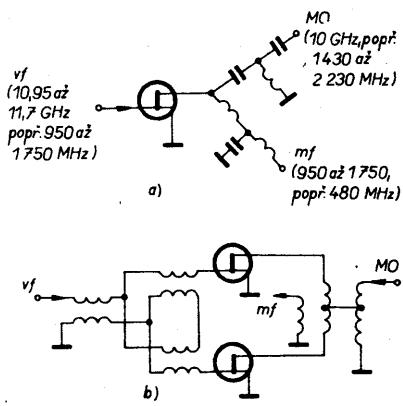
Na obr. 88a je další možné provedení balančního směšovače s duplexním obvodem. Je to velmi jednoduché a úsporné



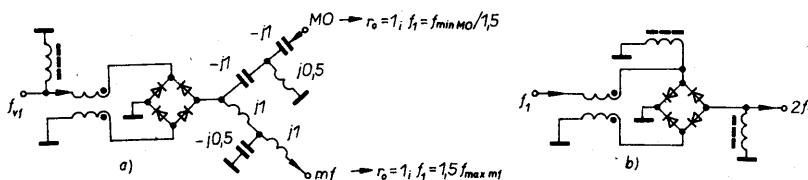
Obr. 85. Zapojení směšovače s potlačeným zrcadlovým signálem (a sníženými konverzními ztrátami)



Obr. 84. Dvojitý balanční směšovač s velkou izolací MO/vf a MO/mf



Obr. 87. Směšovač s FET a) a duplexním obvodem v elektrodě D, b) balanční s hybridním členem v elektrodě D



Obr. 88. Použití jednoduchého tlumivkového vedení – balunu k vytvoření a) směšovací, b) zdvojovače kmitočtu

zapojení pro výběr kanálu z první mezifrekvence. Lze použít diody BAT17-04 aj. Jsou potlačeny intermodulační produkty $f_{11} \pm f_{12}$. Reaktance duplexního obvodu jsou uvedeny v normovaném tvaru. Pro impedanční branu např. 75Ω bude reaktance prvků na kmitočtu f_1 součinem 75Ω s uvedenou normovanou hodnotou. Balun na feritovém jádře jsme si uvedli na obr. 81. Tento směšovač můžeme rovněž s úspěchem použít k realizaci konvertoru (1750 až 2000)/ $(950$ až $1200)$ MHz s místním oscilátorem 800 MHz, připojeným do vývět mř, nebo v případě pěvzárceného výstupního spektra přivedeme signál oscilátoru 2950 MHz do původně označené vývět.

Pro úplnost je na obr. 88b zapojení zdvojovače kmitočtu (např. oscilátoru 450 až 900 MHz na kmitočet 900 až 1800 MHz). Použit můžeme diody typu BAT17-04 a ten-týž balun.

Atenuátory a přepínače s diodami PIN

Řízené atenuátory používáme k tomu, abychom zabezpečili pevný pracovní bod demodulátorů. Ruční zásah do úrovně signálu na vstupu FM demodulátoru PLL může snížit, případně zvýšit prah demodulace. Atenuátory mohou být v celém rozsahu řízení útlumu impedančně přizpůsobené, jednodušší provedení velkou část vstupního signálu odrážejí zpět na vstupní bránu.

Diodové přepínače použijeme k přepínání vnitřní jednotky na různé vnější jednotky, jimiž se přijímají signály různé polarizace, různá kmitočtová pásmá, případně různé družice. Použijeme je rovněž ve spojovací větvi několikapásmová vnější jednotka – vnitřní jednotka s tunerem o rozsahu pouze 950 až 1750 MHz. Alternativně zařazuje přepínače k přímému propojení do spojení pomocný konvertor (1750 až 2000)/950 až

1200) MHz. Rovněž tak můžeme pomocí diodového přepínače volit pásmové propusti před demodulátorem FM. Přepínat lze také dva oscilátory k jednomu směšovači – jako alternativu ke ztrátovému slučovači.

Vzhledem k principu činnosti vykazují diody PIN velkou intermodulační odolnost a některé (s dlouhou dobou života minoritních nosičů) lze s úspěchem používat od kmitočtu několika MHz. K těm patří diody firmy Siemens, jako např. starší provedení BA379, dále BA885 (SMD) a novější typu BAR ... (SMD). Lze je dobře používat až do kmitočtu 2 GHz. Pomineme-li parazitní prvky zapojení, lze diodu PIN považovat za řízený odporník, k němuž je připojena řízená kapacita. S parazitními prvky lze diodu PIN charakterizovat podle obr. 89a. Na obr. 89b, c je dioda zapojena do sériové, popř. paralelní větve. Abychom dosáhli bezodrazového zakončení pro různé úrovně požadovaného útlumu, zapojujeme diody do článků T či Π, obr. 90.

a vhodnou volbou řídících proudů pro sériové a paralelní větve dosáhneme takových vzájemných poměrů odporů, které odpovídají přípůsobeném útlumovým článkům T a Π . Přitom dbáme na to, aby se reaktivní složky zapojení vzájemně vykompenzovaly. Abychom mohli úspěšně navrhnut bezdrázový atenuátor, potřebujeme znát nejlépe měřené impedance na branách prvků. Pro diody VBI220 a BA379 jsou uvedeny výsledky měření na kmitočtu 1,5 GHz v tab. 12 pro uspořádání měřicího přípravku podle obr. 91.

Atenuátory a přepínače se dnes ve velkém měřítku vyrábějí v monolitickém provedení s tranzistory FET.

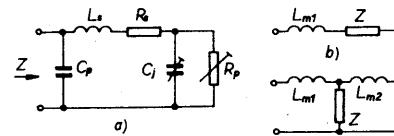
Bezdrazový atenuátor do kmitočtu 2 GHz

Zapojení attenuátoru s třemi integrovanými diodami BA379 do článku II a řídicím obvodem je na obr. 92. provedení realizované na pocinovaném plechu je na obr. 93. Průběh útlumu v závislosti na řídicím napětí je pro kmitočtové pásmo 1 až 2 GHz na obr. 94. Attenuátor lze použít i pro nižší kmitočty. Pak je třeba pouze zvětšit kapacity blokovačích kondenzátorů a indukčnost napájecího tlumivky.

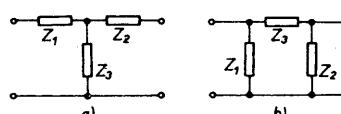
Přizpůsobený atenuátor s diodami PIN lze alternativně realizovat podle zapojení na obr. 95. Není třeba volit vhodný poměr proudu pro různé diody, jako tomu bylo v předchozím případě. Zapojení lze použít do kmitočtového rozsahu jedné oktavy a lze jím dosáhnout velkého rozsahu regulace útlumu. Kvadraturní hybrydy zaručují, že se odrážený výkon od těměř zkratovaných diod nedostane na vstup, že se odrazí do izolovaného ramene hybridu, k němuž je připojen odpor odpovídající impedanci hybridu. Pokud chceme, aby vstupní brána atenuátoru byla přizpůsobena i při malých útlumech atenuátoru a nepřizpůsobené záťaze na výstupu, zařadíme za poslední diodu v každé věti tranzistorový zesilovač. Jeho nereciproké vlastnosti zabezpečí přizpůsobení vstupní a výstupní brány nezávisle na připojeném impedanci záťaze či zdroje.

Přepínač s diodami PIN

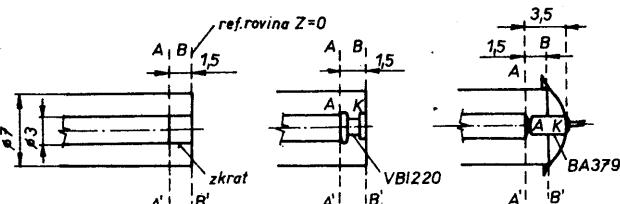
Dvě provedení přepínačů SPDT (single pole double throw) jsou na obr. 96. První provedení je vhodné pro oktaové šířky pásm - a paralelně zapojenými diodami k vedení o délce 90° na středním kmitočtu. Druhé zapojení je širokopásmové a s diodami BAR firmy Siemens lze realizovat dobré tyto pře-



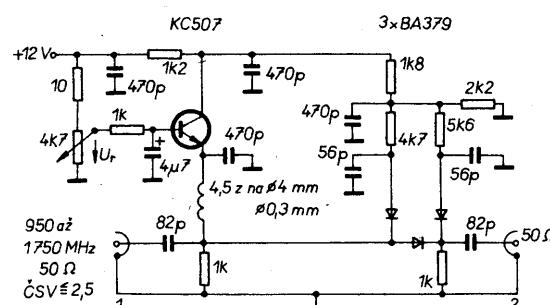
Obr. 89. Náhradní schéma diody PIN:
a) v pouzdře, b) zapojení v sériové větvě
s přívodními vodiči c) zapojení v příčné větvě
s přívodními vodiči



Obr. 90. Integrace diod PIN do článků T čí Π



Obr. 91. Měření impedance diod PIN

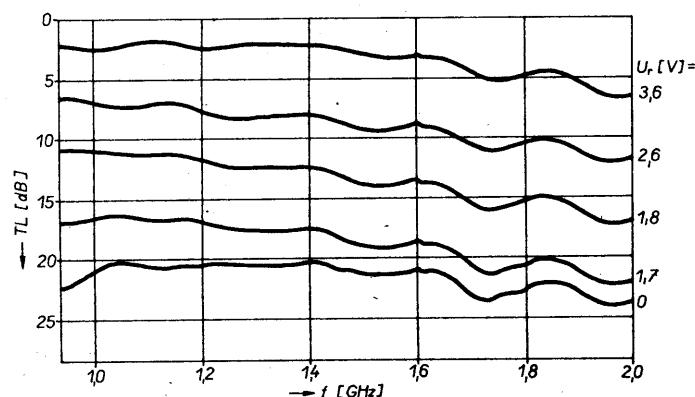


Obr. 92. Zapojení přizpůsobeného atenuátoru se třemi diodami BA379 a řídícím obvodem pro kmitočty do 2 GHz

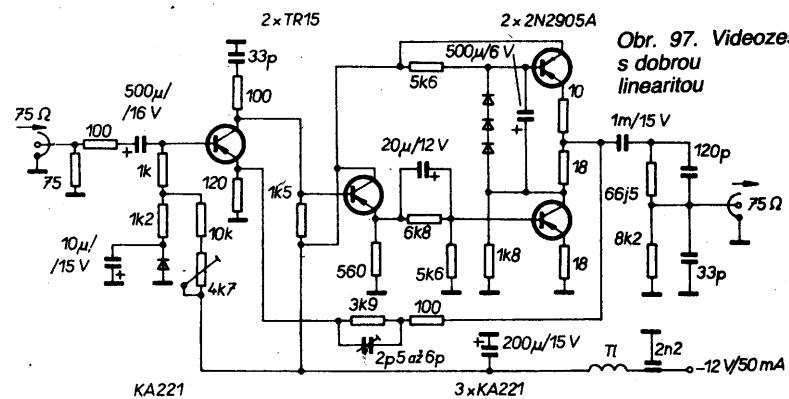
Tab. 12. Naměřené impedance diod PIN

dioda PIN		VBI220		BA379	
prac. bod	$Z [\Omega]$	R	X	R	X
$U_{KA} [V]$	20	15,2	-203,2	160,4	-727,7
	10	17,7	-202,9	141,8	-685,9
	0	24,2	-197,8	141,8	-685,9
$I_{AK} [\mu A]$	0	26,6	-197,2	141,8	-685,9
	10	55,8	-184,7	329,7	-574,7
	50	104,4	-115	322,4	-153,5
	100	96,3	-59,5	210,2	-46,1
	200	68,1	-22	118,4	-5,1
	300	51,5	-10,8	85,7	-5,1
	318	45,5	-7,9		
	400	40,1	-5,6	65,2	8,1
	480			51,6	9,8
	500	34,3	-3,1	53,6	9,7
$I_{AK} [mA]$	700	25,7	-0,4	39,4	11,2
	1	18,8	0,7	28,1	12,1
	5	4,8	2,1	7,3	12,6
	10	2,8	2,1	4,5	12,8

Obr. 93. Realizovaný atenuátor na pocínovaném plechu (viz 3. str. obálky)



Obr. 94. Přenosový útlum atenuátoru PIN v pásmu 1 až 2 GHz v závislosti na řídicím napětí



Obr. 97. Videozesilovač s dobrou linearitou

pínače do 2 GHz. Podle požadavků na izolaci větví volíme počet diod.

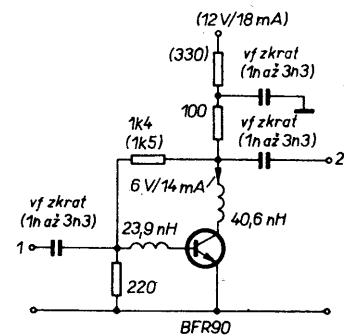
Zesilovače

Zesilovače použité v přijímači jsou nejrůznějších provedení. Od monolitických operačních zesilovačů, přes zesilovače s diskrétními tranzistory po monolitické a hybridní zesilovače pro pásmo VHF, UHF až SHF. Uvedeme si zde pouze zapojení některých zesilovačů, vhodných k použití od videopásma pro pásmo SHF.

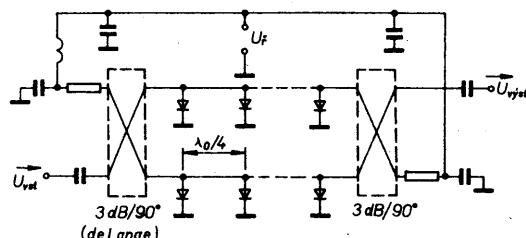
Zesilovače s diskrétními tranzistory

Na obr. 97 je zapojení videozesilovače s dobrou linearitou i při rozkmitu výstupního napětí 1 V (lze dosáhnout rozkmitu až 4 V). Pokles zisku je 3 dB na kmitočtu 10 MHz. Zisk zesilovače je 23 dB. Vstupní a výstupní impedance je 75 Ω.

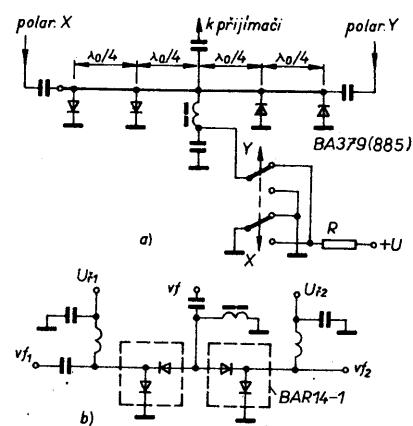
Na obr. 98 je analyzované zapojení zesilovače s tranzistorem BFR90 pro pásmo druhé



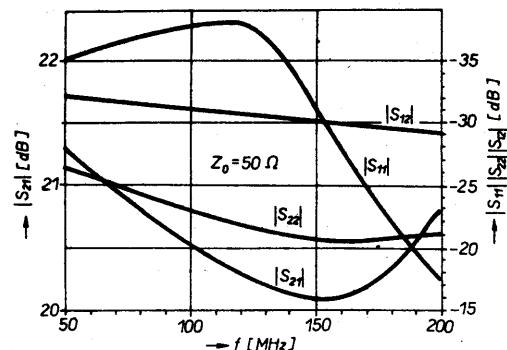
Obr. 98. Analyzované zapojení zesilovače s tranzistorem BFR90



Obr. 95. Alternativní řešení bezodrazového PIN atenuátoru



Obr. 96. PIN diodové přepínače dvou větví; a) s čtvrtvlnnými vedeními b) se soustředěnými prvky

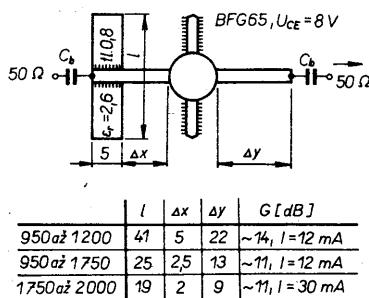


Obr. 99. Vlastnosti jednoduchého zesilovače s tranzistorem BFF90

Obr. 100. Provedení zesilovače pro pásmo 950 až 1200 MHz (viz 3. str. obálky)

či třetí mezifrekvence. Vidíme (obr. 99), že kolísání zisku nepřesahuje 1 dB v pásmu 50 až 200 MHz. Rovněž tak jsou dobře přizpůsobeny v celém pásmu obě brány zesilovače.

Zesilovač pro pásmo 950 až 1200 MHz s tranzistorem BFG65 je na obr. 100. Návrh byl proveden na základě parametrů S pro komplexně sdružené přizpůsobení na horním kmitočtu. Program pro určení vstupní a výstupní impedance při komplexně sdruženém přizpůsobení je přiložen. Pokud je tranzistor stabilní, dosáhnete při tomto přizpůsobení maximálního zisku. Přizpůsobení je jednoduchých článkem Γ na vstupu a vedením s velkou impedancí na výstupu. V zapojení s rozměry a dosaženými výsledky je na obr. 101. Zesilovače byly použity v pomocném konvertoru (1750 až 2000)/(950 až 1200) MHz.



Obr. 101. Zesilovače pro pásmo 950 až 2000 MHz s tranzistorem BFG65

Jak relativně jednoduše lze experimentálně nastavit vstupní zesilovač vnější jednotky na minimální šumové číslo jednotky, je na obr. 102. K nastavení potřebujeme měřit šumové číslo nebo celý přijímací řetězec s TV signálem z antény. V posledním případě zvolíme takovou velikost signálu z družice, abychom se pohybovali v oblasti spajsků na TV obrazovce, v níž je citlivost na změnu šumového čísla největší. Zapojení podle obr. 102a je tvořeno na vstupu duplexními obvody, jimiž prochází signál a napájecí napětí bran tranzistoru. Rovněž tak duplexní obvod zabezpečuje stabilitu tranzistoru v oblasti potenciální nestabilitu tranzistoru. Optimalního přizpůsobení na vstupu a výstupu se dosáhne pomocí posuvných čtvrtvlnních transformátorů. Jsou tvořeny jednostranně

Obr. 103. Zesilovač s tranzistorem CFY13 pro pásmo 11,2 až 11,45 GHz (4. str. obálky)

Obr. 104. Upravené zapojení dvoustupňového zesilovače 11 GHz (viz 4. str. obálky)

Obr. 105. Hybridní zesilovač Mitsubishi MGF12203 pro pásmo RDS (viz 4. str. obálky)

plátovanou dielektrickou destičkou, vloženou pod vzduchové mikropáskové vedení. Nalezením optimálních vzdáleností x_1 a x_2 a šířek w_1 a w_2 , popř. impedancí čtvrtvlnních transformátorů (obr. 102b) je realizován zesilovač s malým šumem. Šířku pásmo zesilovače můžeme většinou zvětšit, pokud dielektrické transformátory nahradíme přepočtenými transformátory bez dielektrika podle obr. 102c. V prvním kroku realizovaný zesilovač, jehož šířka pásmo je postačující pro příjem družice ASTRA 1A, je na obr. 103. Celé pásmo 10,95 až 11,7 GHz obsáhne tento zesilovač po úpravě podle obr. 102c. Přechody z vlnovodu na koaxiální vedení jsme si uvedli dříve.

Na obr. 104 je upravené zapojení zesilovače jedné stavebnice družicového přijímače. Původní zapojení bylo zřejmě dosti dobře navrženo z hlediska pracovního kmitočtu, nebylo ovšem včasem analyzováno z hlediska stability. Po vyřazení indukčnosti se sériovým rezonátorem v emitoru tranzistorů a úpravou vazebních obvodů a předěláním pásmové propusti za zesilovačem se podařilo dosáhnout parametrů, odpovídajících použitým tranzistorům MGF1412 a MGF1203 firmy Mitsubishi v pásmu 11,2 až 11,45 GHz. V tomto případě tříkolkové transformátory na vstupu a výstupu sloužily k nastavení minimálního šumového čísla celé vnější jednotky.

Máme-li k dispozici šumové parametry a parametry S tranzistoru, můžeme zesilo-

vač navrhnutou různými způsoby, včetně použití optimalizačních programů CAD. Nezapomenejme přitom na analýzu stability tranzistoru v navrženém zapojení v širokém kmitočtovém pásmu. V seznamu literatury lze nalézt další informace.

Hybridní zesilovače

Pro pásmo VHF a UHF jsou známé hybridní zesilovače firmy Philips řady OM např. OM361. V některých stavebnicích byly použity jako zesilovače pro úzké pásmo druhé mezifrekvence. To je zbytečný přepřep – potřebného zesílení lze dosáhnout jedním optimálně přizpůsobeným běžným tranzistorem, např. MRF571 nebo tranzistory řady BFR.

Povšimneme si raději hybridního zesilovače MGF12203 firmy Mitsubishi s tranzistory MGF1304 a MGF1303. Je realizován na korundové destičce o tloušťce 0,635 mm, obr. 105. Destička je připájena na invarovou podložku. Kryt je z plněného polyetylenu. Hybridní zesilovač neobsahuje úplně duplexní obvody v přívodech k elektrodám tranzistorů s tlumicími rezistory. Ty je třeba z vnějšku doplnit, stejně tak je třeba dát pozor na tlumení nežádoucích vidů v pouzdře, do nějž umístíme zesilovač. Vstupní a výstupní připojované impedance mají být 50 Ω. Přestože zesilovač typu MGF12203 je určen pro pásmo RDS, pracuje se zaručeným ziskem 16 dB v pásmu 10,95 až 12,75 GHz. Typické šumové číslo podle výrobce (v pásmu RDS) je menší než 2,6 dB.

Vzhledem k tomu, že cena použitých a dostupných tranzistorů tvoří stěží jednu čtvrtinu ceny hybridního zesilovače, není bez zajímavosti úplně zapojení celého hybridního zesilovače (obr. 106).

Napájecí obvody tranzistorů FET a HEMT

Velice jednoduše lze realizovat napájecí obvod s monolitickým měničem napětí ICL7660 – obr. 107a. U tranzistoru dbáme, aby řídící elektroda byla vždy alespoň přes velký odpor spojena se zemí. Na obr. 107b je složitější napájecí obvod s časovačem NE555. Chceme-li důkladně stabilizovat pracovní bod tranzistoru, lze tak učinit podle zapojení na obr. 108.

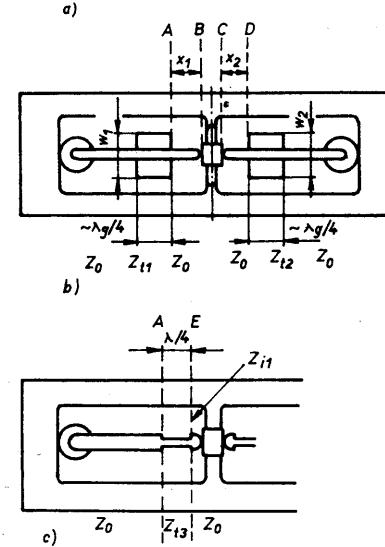
Monolitické zesilovače

Pro videopásma se často používá zesilovače s ne příliš dobrou linearitou při potřebném rozsahu výstupního napětí – NE592. Těžko se shání zapojení NE 592N8 – je proto na obr. 109. Pozor na správné stejnosměrné napětí na svorkách 1 a 8.

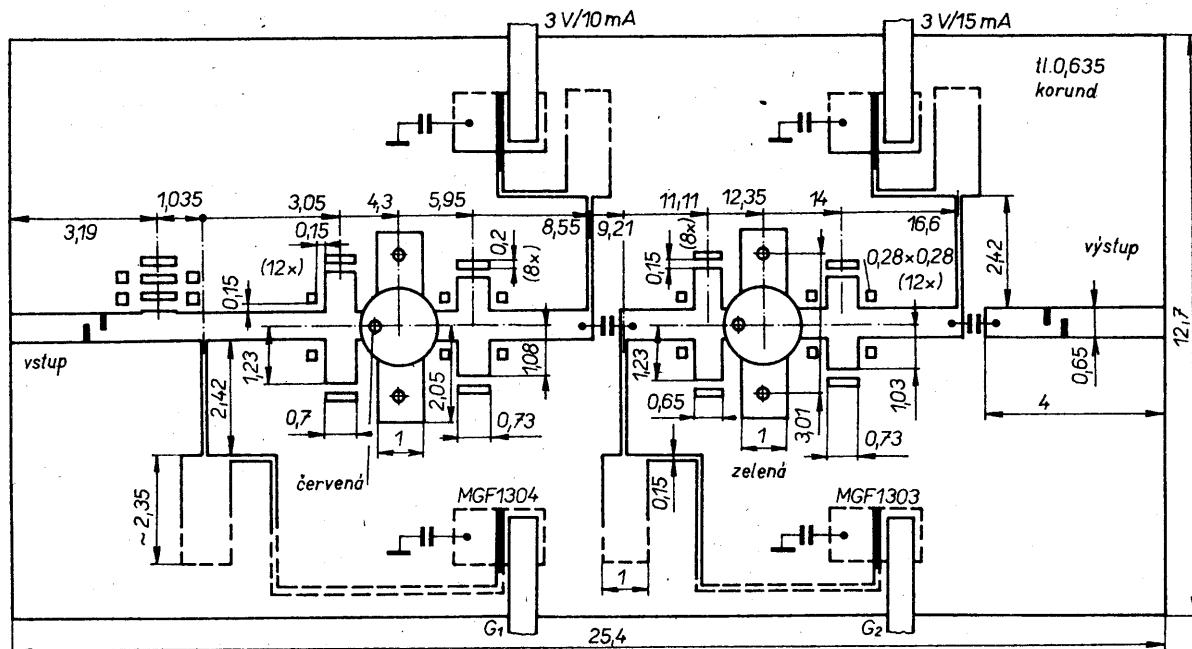
Pro obrazovou techniku vyrábí firma Maxim celou řadu monolitických obvodů, zesilovačů, přepřepů a multiplexerů s výbornými vlastnostmi. Obrazový operační zesilovač MAX452 (obr. 110) zaručuje dobrou linearitu i při rozsahu napětí na výstupu ± 2 V. Zisk je úměrný zatěžovací impedance. Pro multiplexery řady MAX453-5 platí totéž. Zapojení multiplexeru se čtyřmi vstupy (MAX454) je na obr. 111. Má stejně jako zesilovač MAX452 velkou vstupní impedance. Se čtyřmi multiplexery lze tedy realizovat ústřednu pro čtyři zdroje a uživatele videoznačk.

V současné době se vyrábí velké množství monolitických zesilovačů pro dlouhé pásmo v rozsahu 0 až 18 GHz. Firma Mini-Circuits nabízí několik levných monolitických zesilovačů typu MAR pro pásmo 0 až 1 GHz nebo 0 až 2 GHz (obr. 112). Srovnáním lze říci, že to jsou převzaté některé typy MSA výrobce AVANTEK.

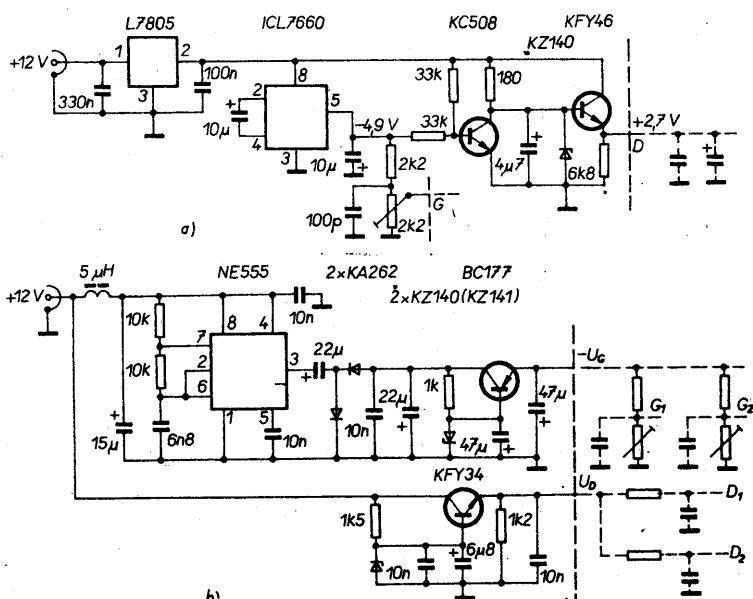
Kromě šířky pracovního pásmo posuzujeme tyto zesilovače i podle dalších parametrů jako je zisky, intermodulační odolnost, šumové číslo, impedanční přizpůsobení a některých dalších hledisek.



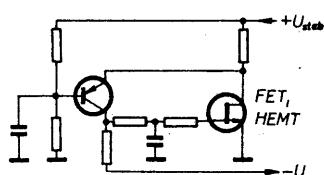
Obr. 102. Jednoduché zapojení pro optimální nastavení zesilovače s tranzistorem FET či HEMT



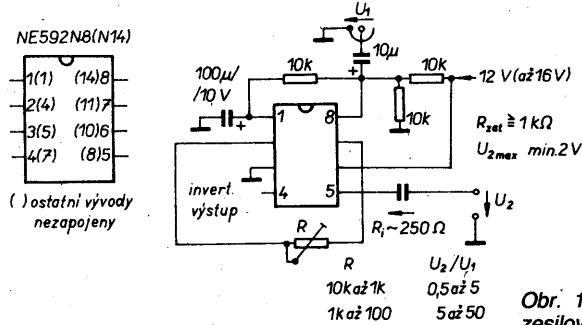
Obr. 106. Zapojení hybridního zesilovače MGF12203



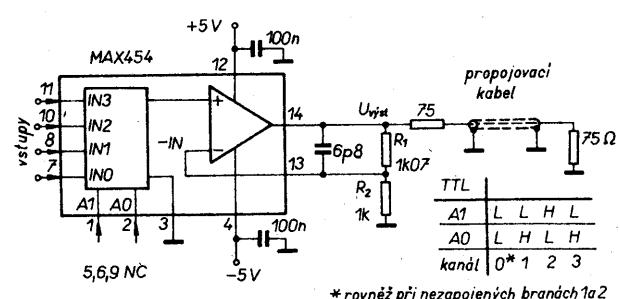
Obr. 107. Napájecí obvody tranzistorů FET a HEMT



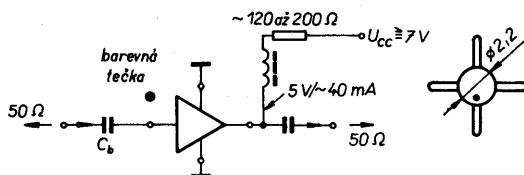
Obr. 108. Obvod stabilizující pracovní bod tranzistorů



Obr. 109. Zapojení obrazového zesilovače NE592N8



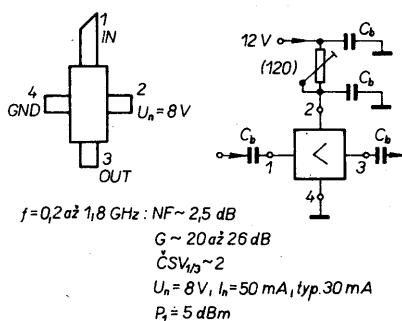
Obr. 111. Zapojení obrazového multiplexera MAX454 s jednotkovým ziskem



Typ	f [MHz]	G [dB] pro f [MHz]			P ₁ [dBm]	NF [dB]	Cena [č.]	Tečka
		100	1000	2000				
MAR-1	0až 1000	18,5	15,5	—	13	0	5	0,99
MAR-2	2000	13	12,5	11	8,5	3	6,5	1,50
MAR-3	2000	13	12,5	10,5	8	4	6	1,70
MAR-4	1000	8,2	8	—	7	11	7	1,90
MAR-6	2000	20	16	11	9	0	2,8	1,29
MAR-7	2000	13,5	12,5	10,5	8,5	3	5	1,90
(MAR-8)	1000	33	23	—	19	10	3,5	220

Obr. 112. Monolitické zesilovače firmy Mini-Circuits

Obr. 113. Zesilovač s monolitickým zesilovačem MGF7005 (viz 4. str. obálky)



Obr. 114. Zapojení a vlastnosti zesilovače MGF7005

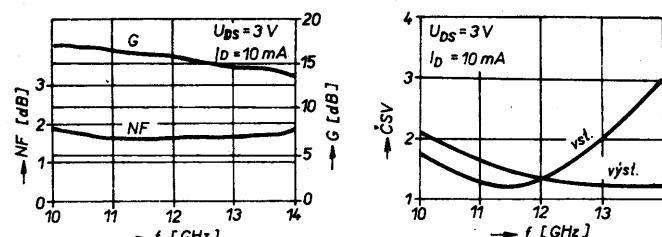
Obr. 115. Zesilovač pro pásmo 200 MHz až 2 GHz o zisku asi 38 dB s monolitickými zesilovači VCG911 (viz 4. str. obálky)

Pro vnější jednotku připravuje např. firma Mitsubishi monolitický dvoustupňový zesilovač s tranzistory HEMT. Jeho vlastnosti jsou na obr. 116. I když byl využit pro pásmo RDS, vidíme, že umožní dobře přijímat signály v celém pásmu 10,7 až 12,75 GHz.

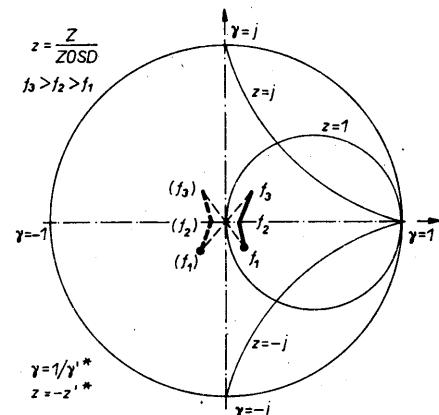
Oscilátory

Pevně laděné a přeladitelné oscilátory v rozsahu kmitočtů 15 MHz až 12 GHz jsou třeba pro realizaci přijímače. Podle zvolené koncepce řešení přijímače postačuje jeden přeladitelný oscilátor, pracující v oblasti kmitočtu přijímaných signálů (některé vnější jednotky v USA) nebo – což je častěji – pevný oscilátor vnější jednotky a přeladitelný oscilátor v oblasti první mezifrekvence. Někdy volíme z důvodu dostupnosti součástek ještě třetí mf kmitočet a k tomu potřebujeme pevný oscilátor v oblasti 500 až 700 MHz.

Uvedeme si zde popis přiloženého programu OSCSERIOVY, který umožňuje na základě parametrů S tranzistoru analyzovat a navrhnut tranzistorový oscilátor se sériovou zpětnou vazbou. Uvedeme i některá další zapojení oscilátorů, která nám umožní realizovat oscilátor pro kteroukoli část přijímací stanice.



Obr. 116. Měřené vlastnosti monolitického dvoustupňového zesilovače Mitsubishi

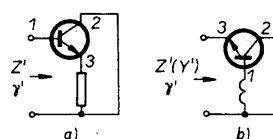


Obr. 118. Zkoumání podmínek oscilací a stability oscilátoru v invertovaném S.D.

Vyšetřování oscilátorů se sériovou zpětnou vazbou

V přiloze je uveden program, který umožňuje vyšetřovat podmínky oscilací na základě znalosti parametrů S tranzistoru. Ty jsou uváděny vesměs pro buzení malým signálem, z čehož vyplývá určitá nepřesnost vyhodnocení vlastnosti oscilátoru. Program ovšem dovoluje zahrnout do popisu obvodu oscilátoru i všechny parazitní prvky. Lze vyšetřovat jak nutnou podmínu vzniku oscilací, tak podmínu stability oscilací. Uvedeme si to na příkladech. Lze rovněž vyšetřovat zisk a stabilitu reflexních zesilovačů v zapojení s cirkulátorem či ve vyváženém zapojení s kvadraturním hybridním členem.

Na obr. 117 jsou dvě výchozí zapojení oscilátoru se sériovou zpětnou vazbou. Určíme impedance Z' , popř. koeficient odrazu γ' .



Obr. 117. Impedance na jedné z bran tranzistoru při sériové zpětné vazbě

na zvolené braně. Zvolíme normalizační impedance Z_{OSD} pro vynášení do Smithova diagramu (S.D.). Vyneseme normovanou impedance z' do S.D. Leží-li uvnitř standardního S.D., tj. $|\gamma'| \leq 1$, zapojení negeneruje záporný odpor a nutná podmínka vzniku oscilací není splněna. Oblast, kdy je toto zapojení stabilné, tj. $|\gamma'| > 1$, je v níž je reálná část impedance Z' záporná, se nachází vně standardního S.D. Je vhodné tuto oblast invertovat do oblasti standardního S.D. jednoduchým vztahem $|\gamma'| = 1/\gamma$, popř. $z = -z'^*$. Tím tedy vynášíme do S.D. impedance, u níž jsme změnili znaménko u reálné části. Nutnou podmínkou vzniku oscilací je tedy, aby vyšetřovaná impedance ležela uvnitř kruhu $|\gamma| = 1$ = invertovaného S.D. Přitom impedance jednobranu připojeného k vyšetřované bráně musí být $-Z'$.

Aby byla splněna podmínka stability oscilátoru, je třeba, aby se v širokém kmitočtovém rozmezí se zvyšujícím se kmitočtem zvětšovala i celková reaktance, popř. susceptance na vyšetřované bráně s připojeným jednobranem. Na vyšetřované bráně lze obvod oscilátoru charakterizovat sériovým nebo paralelním zapojením induktoru a kapacitoru. V prvním případě pro náběh oscilací musí být reálná část impedance připojenou zážehu menší než záporná hodnota generovaného odporu na vyšetřované bráně. V druhém případě to platí pro reálné části amitancí.

V invertovaném S.D. na obr. 118 jsou možné průběhy impedance vyšetřovaných výchozích obvodů oscilátorů podle obr. 117. Pro obvod podle obr. 117a je průběh normované impedance znázorněn plnou čarou. Bude-li jednobran, připojený k bráně 1, tvořen sériovým zapojením rezistoru s induktorem, pak oscilátor bude kmitat stabilně na kmitočtu f_2 , bude-li odpor rezistoru menší než přibližně 1,25 Z_{OSD} , a indukčnost induktoru nulová. Abychom mohli oscilátor přelaďovat (nebo pro zlepšení šumových vlastností), zapojíme do série s původně zvoleným jednobranem ještě sériovou kombinaci induktoru a kapacitoru. Reaktance těchto dvou prvků je na kmitočtu f_2 nulová. Podmínka stability bude splněna lépe.

Pro výchozí zapojení oscilátoru podle obr. 117b můžeme získat kmitočtový průběh impedance tak, jak je znázorněn na obr. 118, ale kmitočty f_1 a f_3 jsou zaměněny. Tzn., že zvyšuje-li se kmitočet, zmenšuje se reaktance výchozího obvodu na vyšetřované bráně 3. Převedeme-li impedance do admittančního invertovaného S.D., dostaneme průběh označený čárkovou čarou. Chování obvodu na bráně 3 odpovídá na kmitočtu f_2 paralelnímu rezonančnímu obvodu s paralelně připojeným rezistorom o záporné vodivosti. Pro vznik oscilací je třeba, aby k bráně 3 připojený rezistor neměl vodivost větší než je záporná hodnota vodivosti obvodu na bráně 3, tj. přibližně 0,8 Z_{OSD} .

Stabilitu lze zlepšit připojením paralelního rezonančního obvodu k bráně 3. Rozdíl mezi oběma řešenými příklady je zcela zřejmý. V krajních mezích obvody budou oscilovat, bude-li v bázi vf zkrat a emitor bude vf rozpojený. Zařazení sériového rezonančního obvodu do báze nebo paralelního do emitoru zlepší stabilitu, zařazení paralelního rezonančního obvodu do báze nebo sériového rezonančního obvodu do emitoru může vést k nestabilitě oscilací obvodu – smyčky ve S.D. Chceme-li dosáhnout velkého přelaďení, zapojíme v emitoru varaktorem laděný paralelní obvod a v bázi varaktorem laděný sériový obvod.

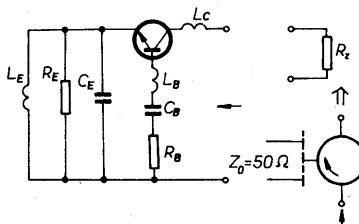
Na vznik záporného odporu má především vliv parametr S_{21} rozptýlové matice.

Této vlastnosti bylo mj. využito k hrubému posouzení charakteru obvodu na vyšetřování bráně výchozího zapojení obvodu oscilátoru v přiloženém programu. U reflexních zesilovačů by se měl zvětšit zisk.

Při zadávání parametrů S dáme pozor na zadní fáze tak, aby byla spojita a při approximaci nevznikaly chyby. Tedy např. pro $\arg S_{11} = 170^\circ$ nezadáme pro další kmitočtový bod $\arg S_{11} = -175^\circ$, ale $360^\circ - 175^\circ = 185^\circ$. Parametry S některých tranzistorů jsou uvedeny v doplňcích.

Uvedeme si několik ilustračních příkladů, které sloužily rovněž k praktickému ověření odladěného programu. Ve všech třech případech byly navrhované obvody realizovány v jednom kroku.

V prvním příkladu je vý zapojení výchozího obvodu na obr. 119. Pro něj jsou součásti přiloženého programu i podprogramy 4000,



Obr. 119. Vyšetřování impedance v obvodu kolektoru tranzistoru

5000 a 6000 a pro tranzistor BFR90 jsou uvedeny parametry S v pracovním bodě 6 V/15 mA pod návěstími 1300, 1301 a 1302 pro kmitočty 1400, 1700 a 2000 MHz tak, jak je uváděno v katalogu firmy Siemens.

Volume-li v zapojení $L_E = 6,8 \text{ nH}$, $C_E = 2 \text{ pF}$, $R_E = 100 \Omega$, $L_B = 8 \text{ nH}$, $C_B = 8 \text{ pF}$, $R_B = 1 \Omega$ a $L_C = 0 \text{ nH}$, je na kolektoru impedance -42Ω na kmitočtu 1700 MHz. Se změnou kmitočtu se reaktance zvětšuje. Pro stabilní zesilovač je tedy třeba připojit impedance, jejíž reálná část je větší než 42Ω a imaginární je nulová. Připojme-li rameno cirkulátoru o impedance 50Ω , dostaneme zesílení

$$G = \left(\frac{50 + 42}{50 - 42} \right)^2 = 132, \text{ popř. zisk } 21,2 \text{ dB.}$$

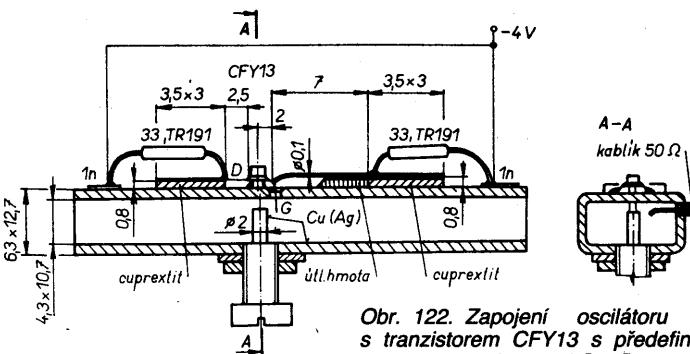
Pro tento případ je vhodné do invertovaného S.D. vynést kružnice konstantního zisku tak, abychom mohli rovněž snadno vyšetřovat závislost zisku na kmitočtu. Zvolená Z_{0D} je potom impedance připojeného ramene cirkulátoru. Jsou to kružnice $1/\sqrt{f}$, popř. $1/\sqrt{f}$. Vyjádřeno v decibelech $-20 \log 1/\sqrt{f}$. Pokud zapojení generuje záporný odpor, můžeme dosáhnout libovolného zisku zesilovače. Platíme za to citlivostí zesilovače na změny parametrů a užší šířkou pásma.

Připojme-li impedance o odporu menším než 42Ω , dostaneme stabilní oscilátor.

Provedení realizovaného obvodu je na obr. 120. V sestavě s cirkulátorem bylo dosaženo zisku 22 dB na kmitočtu 1720 MHz. Šířka pásma pro pokles o 3 dB byla 24 MHz. Odpor R_E byl ovšem 33Ω . Při $R_E = 100 \Omega$ oscilátor kmital na kmitočtu 1,6 GHz. Zde je třeba uvážit, že jsme pracovali s typickými

Obr. 120. Provedení obvodu s tranzistorem BFR90 pro reflexní zesilovač či oscilátor na kmitočtu 1,7 GHz (viz 4. str. obálky)

Obr. 121. Provedení oscilátoru s tranzistorem CFY13 pro 11 GHz (viz 4. str. obálky)



Obr. 122. Zapojení oscilátoru 11 GHz s tranzistorem CFY13 s předdefinovanými branami S a D

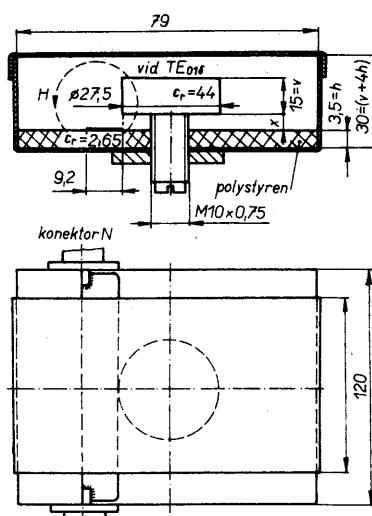
parametry S a realizované prvky obvodu nejsou v úplné shodě s požadavky.

Na obr. 121 je podle programu navržený a realizovaný oscilátor pro kmitočet 11 GHz s tranzistorem CFY13. Jako rezonátor je použit podkritický vlnovod s kapacitním diskontinuity, tvořenou základou zašroubovaným šroubem. Tranzistor je zapojen pro provoz s obráceným kanálem, tzn. že D a S jsou předdefinovány. Oscilátor lze potom snadno napájet z jednoho zdroje. Jinak zapojení odpovídá uzemněnému kolektoru (D). Kmitočet je určen sériovým rezonátorem připojeným k řídicí elektrodě (G). Napájecí úsek vedeni s velkou impedancí o délce $\lambda/4$ v řídicí elektrodě je nežádoucí z hlediska stability oscilátoru. Aby nevznikaly nežádoucí oscilace určované tímto úsekem, je vhodné v místě připojení tohoto vedení na blokovací čtvrtvlnné vedení s malou impedancí zapojit do série čipový rezistor o odporu asi 50Ω , nebo – což bylo použito – pod vedení alespoň vložit destičku z útlumové hmoty.

Oscilátor lze přeladovat „kapacitním“ šroubem v rozsahu 1 GHz. Výstupní výkon při slabém navázání byl 5 mW. Kromě tranzistoru není třeba použít žádné speciální součástky. Signál lze vyvést různými způsoby přímo z podkritického vlnovodu [12], [13]. Při analýze pomocí programu vyjádříme toto navázání větším odporem sériového rezonátoru v hradle. Zapojení oscilátoru je na obr. 122.

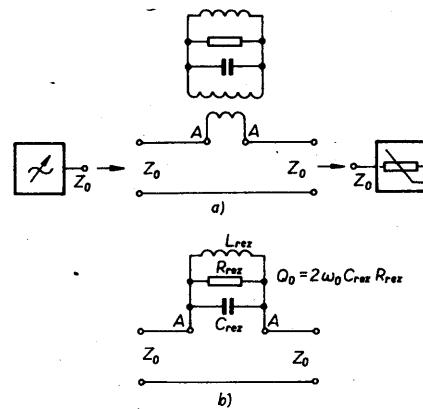
Posledním příkladem je návrh oscilátoru stabilizovaného dielektrickým rezonátorem (DR) na kmitočtu 1,8 GHz s tranzistorem KT640A – viz doplňky. Výsledky měření vlastností navázaného DR na vedení 50Ω lze užít na základě metody modelování pro návrh oscilátorů či filtrů v rozsahu 1 až 20 GHz.

Celé uspořádání pro měření vlastností náhradního zapojení vazby DR na páskové vedení o impedance 50Ω je na obr. 123.



Obr. 123. Přípravek pro měření vlastností DR (typ M 42) navázaného na vedení 50Ω

Vedení bylo vytvořeno nalepením měděné fólie na organické sklo. Použití podložek z kuprextitu menších tloušťek vede k větším ztrátám. Reálnou alternativou v uvedeném kmitočtovém pásmu 2 GHz je nesená (suspended) podložka z kuprextitu o tloušťce např. 0,8 mm. Vyráběným organickým sklem v ČSFR pro mikrovlnné aplikace je NERAFEN Spolany Neratovice. Při měření byl použit generátor se stabilizovaným výkonom, čítač a měřič výstupního výkonu. Náhradní schéma vazby DR na vedení v referenční rovině A je na obr. 124a, b. Prvky náhrad-



Obr. 124. Měření vlastností navázaného DR na vedení a popis náhradního zapojení

náhradního schématu podle obr. 124b byly určeny ze vztahů

$$R_{\text{rez}} = 2Z_0 \left(\sqrt{\frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{out}}}} - 1 \right) \text{ a}$$

$$Q_0 = \frac{f_2 + f_1}{2(f_2 - f_1)} \text{ pro velké ČSV,}$$

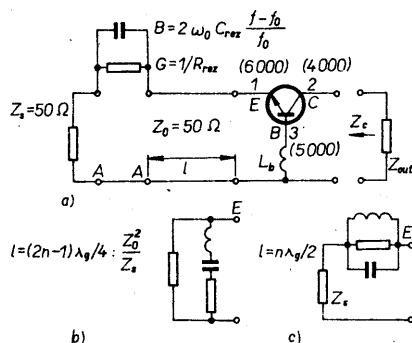
kde f_2 a f_1 odpovídají zmenšení výstupního výkonu P_{out} o 3 dB, P_{in} je výkon generátoru dodávaný do přípůsobené impedance Z_0 . Výsledky měření jsou v tab. 13.

Oscilátor byl analyzován pro tranzistor KT640A a DR ve výšce $x = 3,5 \text{ mm}$ nad podložkou pro vý uspořádání celého obvodu podle obr. 125. Parametry S tranzistorů jsou uvedeny pro zapojení se společnou bází. V podprogramu pod návěstí 6000 bylo třeba udělat pouze následující změny:

6050 INPUT "L(mm) = ?"; L0
 6210 LET R = 1/2200 : LET X = 3,8 * (F0 - 1781,5) / 1781,5
 6215 GOSUB 640
 6220 LET R1 = G + 50 : LET X1 = B : LET Z0 = 50

Tab. 13. Vlastnosti vedení 50Ω s navázaným DR

$v + x$ [mm]	15 ($x=0$)	15	18,5	19,4	19,4	26,5
R_{rez} [Ω]	912	2358	2196	416,3	1726	77,2
Q_0	936	3003	4144	861	3568	
f_0 [MHz]	1773,65	1801,27	1781,47	1722,56	1783,87	1691
$\omega_0 C_{\text{rez}}$ [S]	1,03	1,27	1,89	2,07	2,07	
Víčko	bez	s	s	bez	s	bez

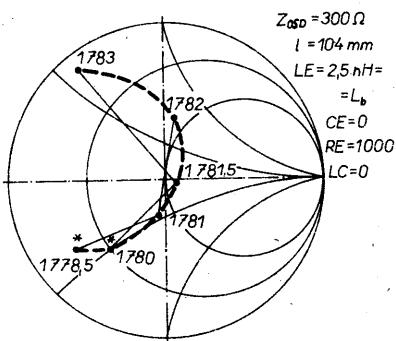


Obr. 125. Zvolené zapojení pro oscilátor 1,8 GHz a náhradní schéma stabilizační větve

6225 GOSUB 710
 6230 LET R = R2 : LET X = X2 : LET R0
 = 50
 Jinak bylo zadávané $LC = 0$, $LE = L_b$, $CE = 0$, $RE = 1000 \Omega$.

Pro zvolenou indukčnost v bázi L_b byla měněna délka vazebního úseku l . Oscilátor je možné se rozhodnout realizovat pro řešení odpovídající $L_b = 2,5 \text{ nH}$ a $l = 104 \text{ mm}$. Délka odpovídá šíření ve vzdachu a přesahuje $\lambda/2$ o $19,7 \text{ mm}$. Uvážme-li koeficient zkrácení pro uvažované páskové vedení, tj. 0,6767, je to délka $13,3 \text{ mm}$. Protože se v tomto případě bude tranzistor nacházet v bezprostřední blízkosti vazby vedení na DR, může být mírně ovlivňována vazba DR na vedení.

Výsledky analýzy pro výše zvolené součástky obvodu jsou na obr. 126. Podmínky stability jsou splněny, připojíme-li impedanci



Obr. 126. Impedance v kolektoru tranzistoru. Invertovaný S. D.

$Z_{out} < 300 \Omega$. Oscilátor je realizován v původním pouzdře pro měření vlastností vazby DR na vedení. Je na obr. 127. Pokud byla

Obr. 127. Oscilátor pro kmitočet 1780 MHz s DR a tranzistorem KT640 (viz 4. str. obálky)

sahu 500 MHz a po změně indukčnosti v bázi lze nastavit kmitočet od 500 MHz do 1200 MHz. Lze tedy oscilátor použít pro místní oscilátor pomocného konvertoru (1750 až 2000)/(950 až 1200) MHz, případně jako místní oscilátor směšovače pro převod druhé mezifrekvence na třetí mezifrekvenci, pak jsou k dispozici levnější demodulátory.

Oscilátor pro pásmo 1,6 až 4,2 GHz

Přeladitelnost oscilátorů lze zvětšit tím, že optimálně ladíme jak obvod v bázi tranzistoru, tak v emitoru. Dalšího zvětšení lze dosáhnout odpojením či připojením reaktančních prvků pomocí diody PIN [22]. Na obr. 129 je použita druhá metoda k rozšíření ladící šířky pásma. Zatímczo bez zapojené diody PIN a $L_1 + L_2 = 3 \text{ nH}$ se dosahuje přeladitelnosti v rozsahu 1,7 až 3,7 GHz, zkratováním části indukčnosti lze získat přeladitelnost 1,58 až 3,89 GHz a 2,69 až 4,21 GHz. Změna výstupního výkonu při ladění nepřesáhne 10 dB. Stabilizační obvod pracovního bodu tranzistoru lze použít i pro předchozí zapojení (obr. 128).

Oktávový oscilátor 9 až 18 GHz

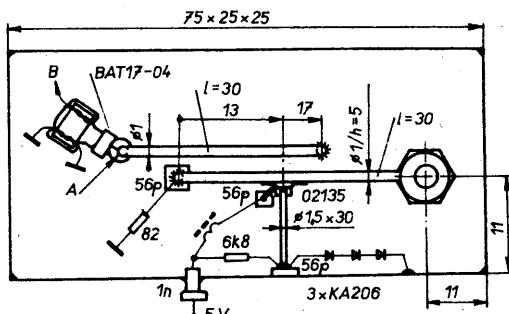
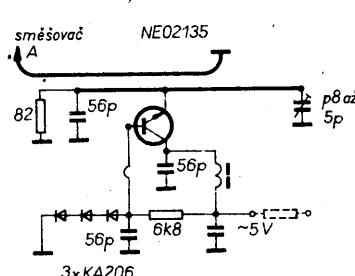
Na zapojení tohoto oscilátoru, obr. 130 [23], je vidět, jak lze dosáhnout souběžným laděním obvodů v bázi i emitoru oktaové šířky pásmá. Přitom vhodnou integraci následujícího oddělovacího stupně lze dosáhnout i malé změny výstupního výkonu 12,4 ± 1,4 dBm. Při realizaci tohoto oscilátoru byly použity varaktory s kapacitou 0,5 pF při závěrném napětí 4 V. Změna kapacity byla 1 : 10. Byly použity čipové aktívny součástky stejně jako v předchozím zapojení. Obě uvedená zapojení lze analyzovat přiloženým programem.

Oscilátor pro kmitočet 10 GHz

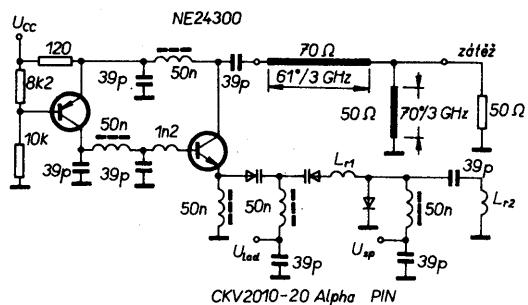
Oscilátor pro kmitočet 10 GHz byl navržen a realizován jako zesilovač, v jehož zpětné vazbě je zařazen rezonátor. Shodou okolnosti pro tranzistor CFY13 jsou místa kapacitního navázání na rezonátor v podkritickém vlnovodu téměř shodná s krajemi pouzdra tranzistoru – obr. 131. K realizaci použití běžně dostupný materiál – rezistory TR 191 a z tenkého plechu vytvořené mikropásmové vedení – obr. 132. Výstup je tvořen kapacitně navázaným středním vodičem koaxiálního vedení nebo přímo podkritickým vlnovodem na např. směšovací diody směšovače nebo vlnovod s šířicí se vlnou, R 120 či R 100.

Mechanicky přeladitelný oscilátor s Gunnovou diodou

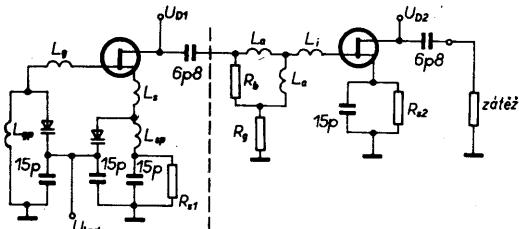
„Kapacitním“ šroubem přeladitelné oscilátoru v podkritickém vlnovodu pro kmitočet 10 GHz byl uveden v [13]. Místo šroubu lze použít příčně posouvavou kolík z dielektrika s malými ztrátami např. z korundu, alternativně měděný či postříbřený válec, neseny



Obr. 128. Oscilátor pro kmitočet 800 MHz včetně části směšovače (1750 až 2000)/ (250 až 1200) MHz



Obr. 129. Oscilátor pro pásmo 1,58 až 4,21 GHz

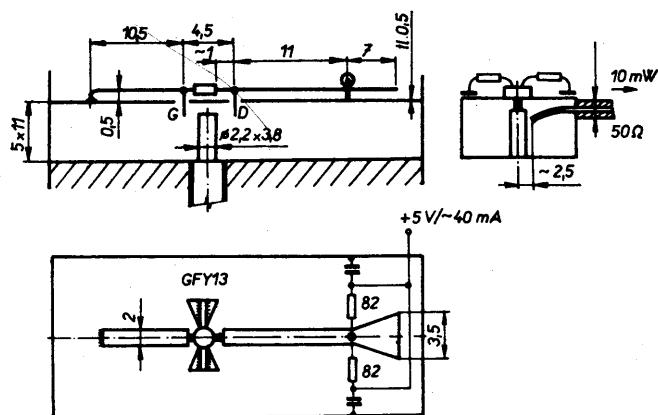


Obr. 130. Oktávový oscilátor s konstantním výstupním výkonem

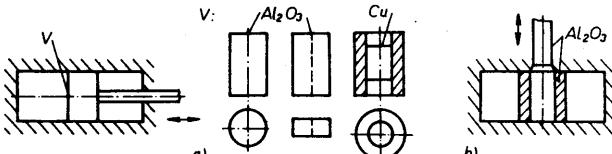
trubkou s malými ztrátami apod. – obr. 133. Aby se zmensila změna kmitočtu na posuv ladícího prvku, je vhodné jej rozdělit. Nepohyblivou části nastavíme nejvyšší potřebný kmitočet, posuvnou část volíme tak, aby chom dosáhli nejnižšího kmitočtu. Přeladění v rozsahu 800 MHz lze s diodami VCC412, příp. VCG201 nebo 202 dosáhnout po úpravě zapojení v [13] podle obr. 133.

Oscilátor MuRata pro 10 GHz

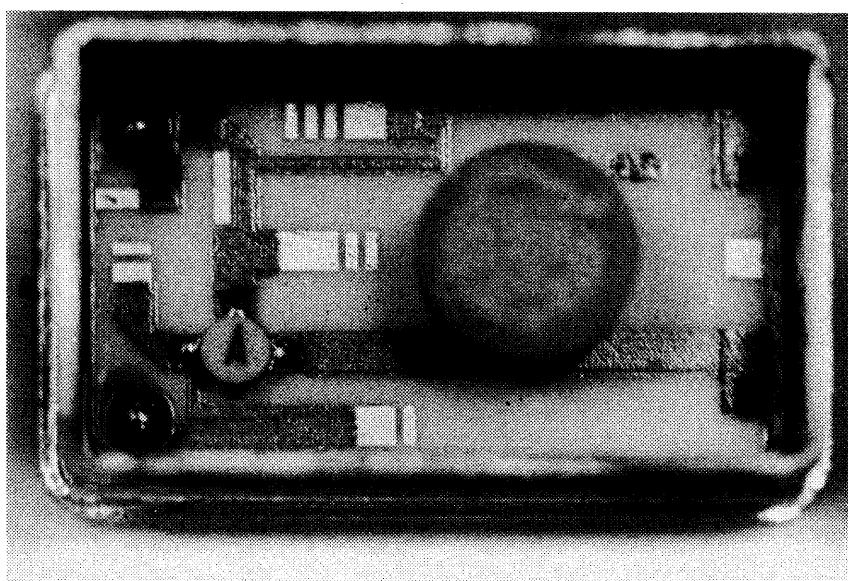
— Provedení oscilátoru je na obr. 134. Oscilátor je realizován na korundové neleštěné podložce o tloušťce asi 1 mm tlustovrstvovou technologií. Celý obvod je uzavřen v hermetizovaném pouzdře z kovaru. Oscilátor je stabilizován dielektrickým rezonátorem navázaným na bezodrazově zakončené vedení v řídicí elektrodě G. Dielektrický rezonátor je ovšem rovněž navázán na emitorovou větev tranzistoru, na kterou je čtvrtvlnným vedením navázán výstupní obvod tvořený attenuátorem. Kolektor D je vf zkratován. Pracovní bod tranzistoru FET je stabilizován



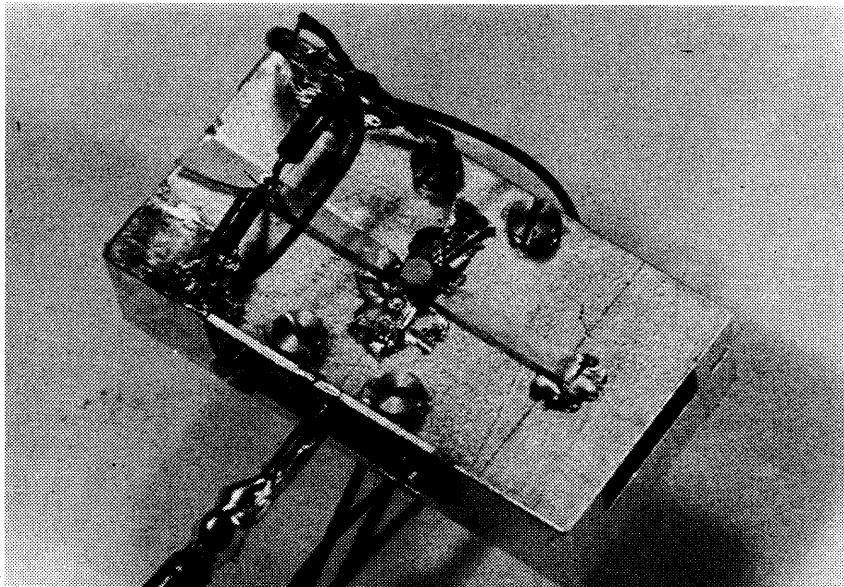
Obr. 131. Zapojení tranzistorového oscilátoru s rezonátorem v podkritickém vlnovodu



Obr. 133. Ladění rezonátoru v podkritickém vlnovodu.



Obr. 134. provedení oscilátoru MURATA
MQB007 - 10.000



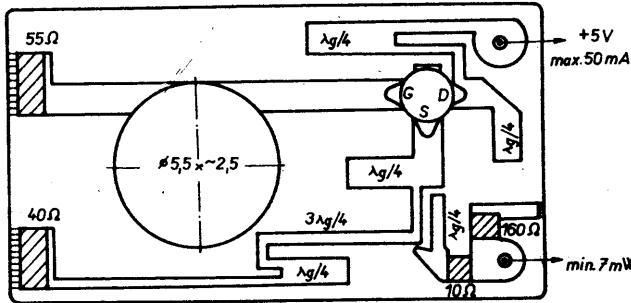
Obr. 132. Realizovaný tranzistorový oscilátor s rezonátorem v podkritickém vlnovodu

emitorovým rezistorem. Kmitočet se zřejmě adjustuje laserem, neboť povrch rezonátoru je hrbolatý. Přibližně zjištěné parametry obvodu jsou na obr. 135.

Podobné oscilátory pro kmitočet 10 GHz a 10,75 GHz se používají ve dvouzámožných jednotkách UNIDEN (Sharp) UST 980.

Oscilátory pro pásmo 1.5 až 2.2 GHz

Pro výběr kanálu v oblasti první mezifrekvence, tj. pro převod na standardní druhý mezifrekvenční kmitočet 479,5 MHz jsou třeba přeladitelné místní oscilátory v pásmu 1,4 až 2,2 GHz. Zapojení oscilátoru a zesilovače podle firmy Philips [24] je na obr. 136. Varikap BBY39 má rozsah kapacity 1 až 10 pF. S dostupnějšími součástkami lze řešit oscilátor uvedený firmou Plessey [25].

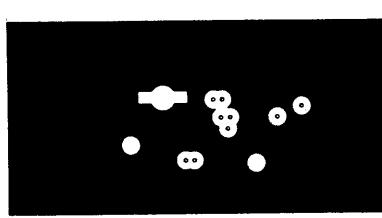
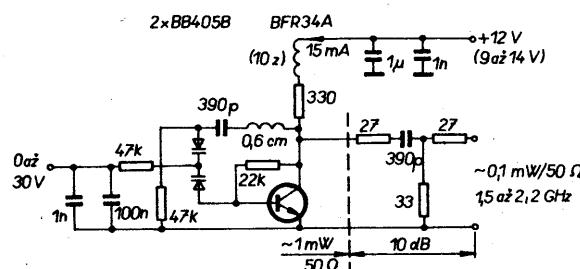


Obr. 135. Zapojení oscilátoru MURATA 10 GHz

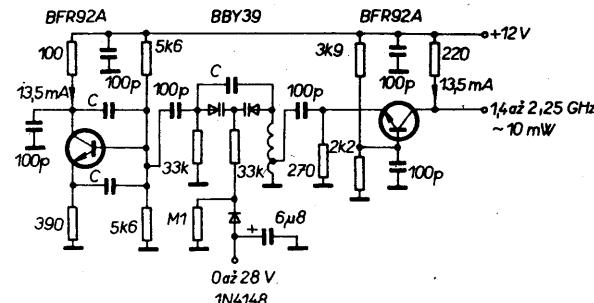
– obr. 137a. Útlumový článek pro předdělič zaměníme za zesilovač, podobně jako na předchozím obrázku. Maska pro dvoustranně plátovanou desku se spojí oscilátoru je na obr. 137b. Pro zvolený druhý mf kmitočet 600 MHz a zpracování širšího pásma 950 až 2000 MHz je možné použít zapojení oscilátoru podle obr. 138 [26].

Přeladitelný tranzistorový oscilátor 11 GHz

Na obr. 139 je podle přiloženého programu navržené, ale neověřené zapojení. Jsou použity dva pouzdřené tranzistory Mitsubishi MGF1303. Jeden jako oscilátor, druhý jako proměnná kapacita – varaktor. Vzhledem k použití pouzdřených prvků a rozsahu kapacity tranzistoru je předpokládaný rozsah přeladění 200 až 250 MHz. Při návrhu byly užity parametry S uváděné výrobcem. Celé zapojení nebylo vyšetřováno z hlediska stability mimo oblast oscilací.

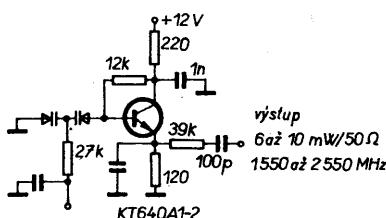


Obr. 137. Oscilátor Plessey pro kmitočtové pásmo 1,5 až 2,2 GHz se standardními součástkami

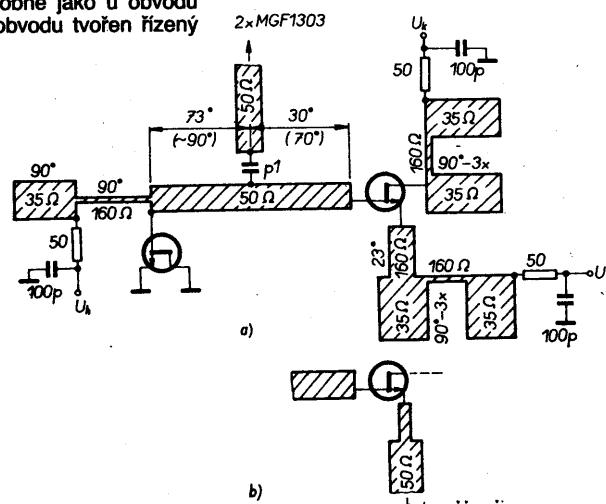


Obr. 136. Oscilátor Philips s přeladěním 800 MHz

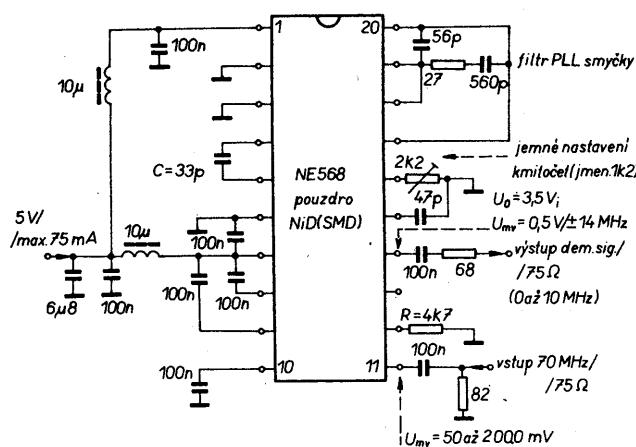
oscilátor multivibrátorem. Použití bezvývodových kondenzátorů je při použití v horní části pracovního pásma podmínkou dobré funkce. Zapojení demodulátoru pro kmitočet 70 MHz je na obr. 140. Pokud připojíme zátěž o impedanci 75Ω , je třeba kapacitu oddělovacího kondenzátoru výstupní větvě podstatně zvětšit. Oscilátor je zavřen na vstupní signál v rozsahu 40 až 100 MHz. Volba jak ladícího kondenzátoru C, tak kompenzačního odporu R je patrná z obr. 141.



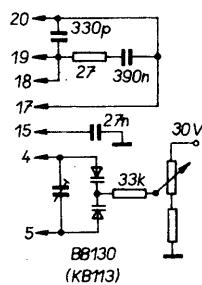
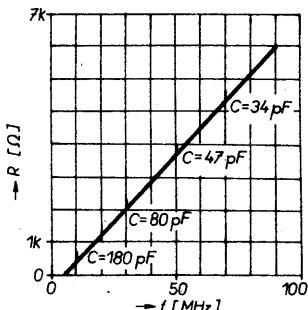
Obr. 138. Jedenoduchý oscilátor pro kmitočet 1550 až 2550 MHz



Obr. 139. Přeladitelný tranzistorový oscilátor pro 11 (10) GHz



Obr. 140. Zapojení demodulátoru PLL NE568 pro kmitočet 70 MHz



Obr. 141. Volba odporu pro teplotní kompenzaci kmitočtu obvodu NE568 a úprava zapojení pro demodulaci zvuku v pásmu 5,8 až 8 MHz

Z téhož obrázku je patrná úprava zapojení obvodu pro demodulaci subnosných zvuků. V dané chvíli patří tento demodulátor k nejlevnějším monolitickým demodulátorům družicového signálu. Dražší jsou monolitické demodulátory SL1451, 52, 54, 55 firmy Plessey [25]. Obvodové nejjednodušší z těchto čtyř typů je kvadraturní demodulátor pro mezfrekvenční kmitočty 70 až 140 MHz (obr. 142). Větší linearity při daném kmitočtovém zdvihu a stejném výstupním napětí dosahнемe, použijeme-li místo jednodu-

chého fázovacího článku, který je tvořen paralelním rezonančním obvodem, dva vázané rezonátory.

Princip zapojení kvadraturního demodulátoru je na obr. 143. Zapojení je tvořeno diskrétními prvky. Na rozbočovač signálu se přivádí signál o konstantní amplitudě. K fázovému detektoru, který je tvořen dvojitě vyváženým směšovačem, se vedou signály z rozbočovače. Jeden přímo, druhý přes fázovací článek. Základní posuv článku je 90° stupňů pro střední kmitočet. Na středním kmitočtu je tedy výstupní napětí směšovače nulové. Fázovací články můžeme vytvořit různým způsobem. Např. tak, jak je uvedeno na obr. 143. První odpovídá článku obvodu SL1454 s $C_v = 1 \text{ pF}$. Malá kapacita C_v způsobuje základní posuv 90°. Podle rozdělení rezonátoru se mění fáze přenosu článku. Alternativní řešení fázovacího článku představuje kousek kabelu. Délka se volí co možno podle uvedeného vztahu. Omezení plyne z dosažené linearity po daném kmitočtovém zdvihu (asi 2,2 m na kmitočtu 70 MHz pro polyetylen). Pro úplnost je na obr. 144 uveden omezovač [28], který ve spojení s filtrem, potlačujícím generované kmitočty, by měl zabezpečit konstantní amplitudu signálu před fázovým detektorem.

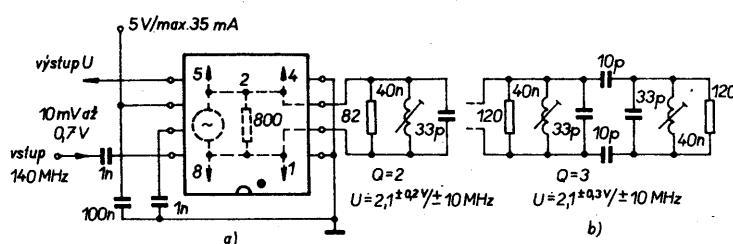
Obvod SL1452 je v podstatě rozšířený obvod SL1454. Doporučené pracovní pásmo je 300 až 1000 MHz. Na vstupu je širokopásmový zesilovač, umožňující činnost od vstupního napětí 10 mV. Za ním následuje dělič kmitočtu čtyřmi a kvadraturní demodulátor. Zapojení obvodu se neliší od zapojení obvodu SL1454. Vzhledem k tomu, že kvadraturní demodulátor pracuje na čtvrtinovém kmitočtu s čtvrtinovým zdvihem, lze činitel jakosti rezonátoru fázovacího článku zvětšit zhruba čtyřikrát. Tedy např. pro vstupní signál o kmitočtu 612 MHz je vnější odpor rezonátoru 330 Ω, vnitřní je původní, tj. 800 Ω, indukčnost 40 nH a kapacita 27 pF. Změnou indukčnosti nastavíme nejlepší linearity. Vý-

stupní mezivrcholové napětí je asi 0,7 V/13,5 MHz. Obvod se vyznačuje malým diferenciálním ziskem a malou diferenciální fází s velkým dosažitelným poměrem signál/šum. Maximální odběr proudu je 50 mA. Omezovač je součástí obou obvodů.

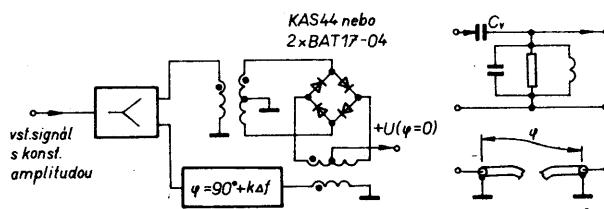
Skupinové zapojení demodulátoru PLL FM SL 1451 pro kmitočty 300 až 700 MHz je na obr. 145. Úplné zapojení demodulátoru pro mf kmitočet 480, popř. 612 MHz je na obr. 146. Hlavními funkčními částmi demodulátoru je řízený oscilátor, fázový detektor a obrazový zesilovač. Fázová odchylka přicházejícího signálu a signálu řízeného oscilátoru se pomocí fázového detektora a zpětnovazebního obrazového zesilovače udržuje na minimu. Je-li závislost kmitočtu řízeného oscilátoru na řídicím napětí lineární, je napětí na výstupu obrazového zesilovače zároveň věrnou kopíí kmitočtové modulace vstupního signálu. Obvodem SL1451 lze zmenšit práh demodulace FM o 1 až 1,5 dB. Obvod lze použít i mimo doporučené pásmo, např. pro demodulaci zvuku.

Poslední demodulátor firmy Plessey, SL1455, umožňuje snížit práh demodulace o 3 dB, až na 7 dB při příjmu signálů se zdvihem odpovídajícím systémům podle WARC-BS-77. Je to opět demodulátor PLL FM s odlišným systémem zavěšení řízeného oscilátoru. Z praxe známe používání injekčně synchronizovaných generátorů k efektivnímu zvětšení výstupního výkonu. Injekčně synchronizovaný generátor-oscilátor je zpětnovazební systém, i když na první pohled ne tak zřejmý. Analyzujeme-li tento systém, přítomnost přiváděného signálu vytváří v náhradním rezonančním obvodu oscilátoru efektivní ladici kapacitu. Její velikost je závislá na fázové odchylce mezi signálem řídicím a signálem oscilátoru. Kmitočtový interval, v němž se synchronizovaný oscilátor takto chová, je dále závislý na poměru výkonů řídicího a oscilačního signálu. Injekční synchronizaci lze dělat i u oscilátoru, jenž kmitá na polovičním kmitočtu řídicího signálu. Tak je tomu u obvodu SL1455. Následuje standardní dělička dvěma a kvadraturní demodulátor tak, jak je známe z obvodů SL1452 a 54. Práh demodulace v tomto případě kromě samotných vlastností přiváděného signálu neovlivňuje vlastnosti zpětnovazebního obrazového zesilovače jako u obvodů NE564, NE568, SL1451; jediné, co však můžeme měnit, je výkonová úroveň vstupního signálu. Pro mezní příjem je potom vhodné mít k dispozici ruční řízení AVC. Zapojení je patrné z obr. 147 a 148.

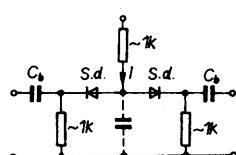
Na obr. 149 je demodulátor PLL SL1453 s injekční synchronizací oscilátoru, jenž kmitá na čtvrtinovém kmitočtu vstupního signálu. Obvod se podobá jak svými vlastnostmi, tak činností obvodu SL1455.



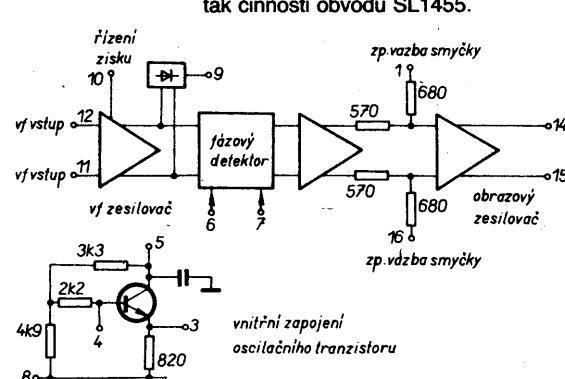
Obr. 142. Typické zapojení demodulátoru SL1454 pro kmitočet 140 MHz; a) s jedním rezonátorem ve fázovacím článku, b) s dvěma vázanými rezonátory



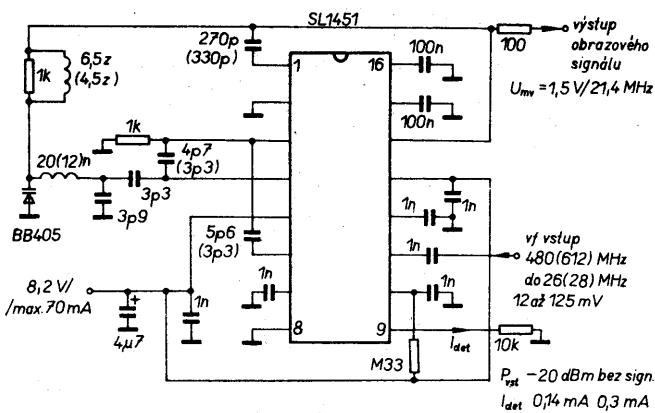
Obr. 143. Princip zapojení kvadraturního demodulátoru s diskrétními prvky a dva fázovací články



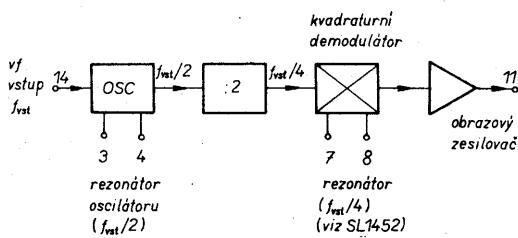
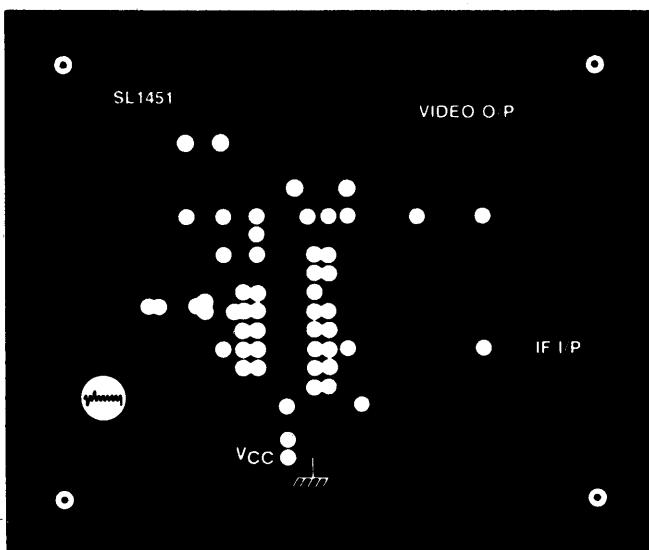
Obr. 144. Omezovač s Schottkyho diodami



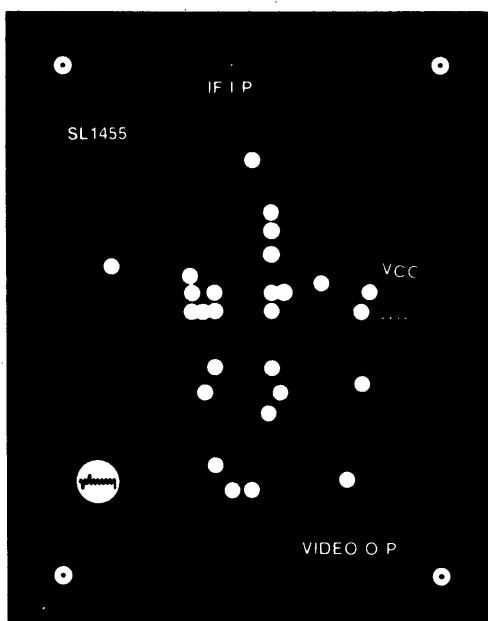
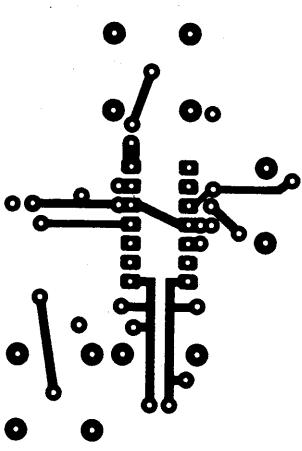
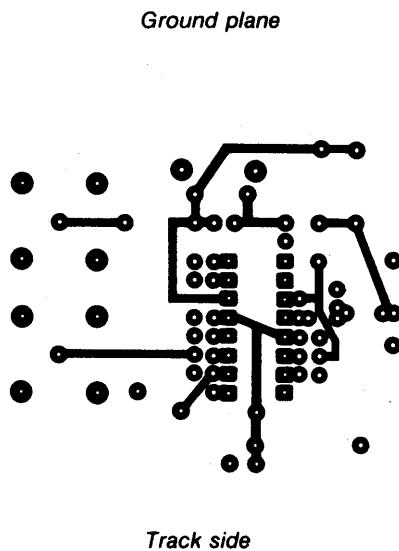
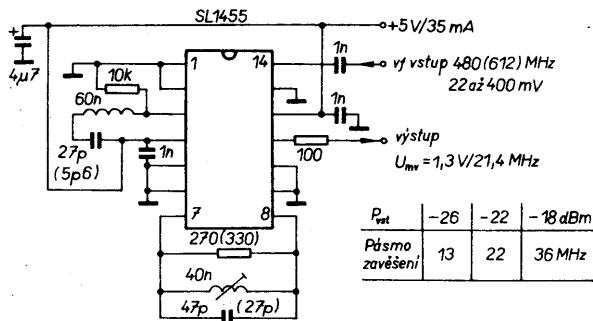
Obr. 145. Skupinové zapojení demodulátoru PLL FM SL1451



Obr. 146. Zapojení demodulátoru SL1451 pro 480 až 612 MHz



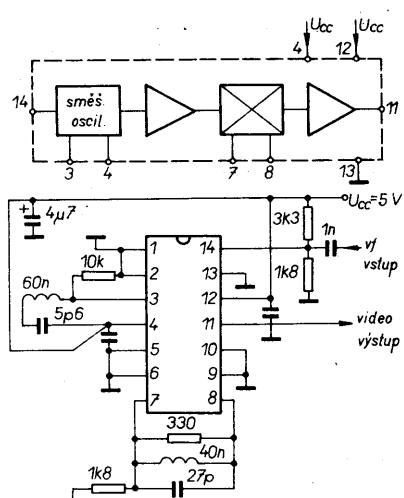
Obr. 147. Skupinové zapojení demodulátoru SL1455



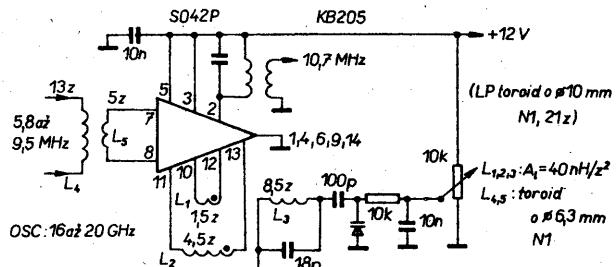
Obr. 148. Zapojení demodulátoru SL1455 pro 480 a 612 MHz

Výběr a demodulace subnosné zvuku

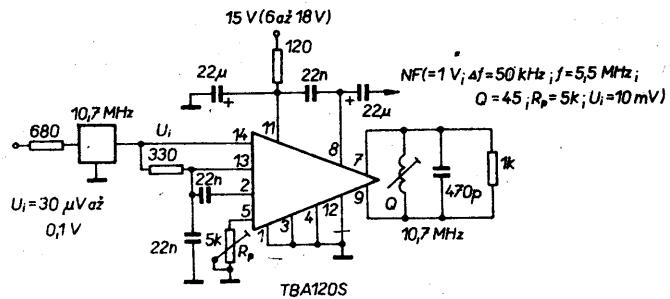
Výběr subnosné zvuku a následnou demodulaci lze zajistit obvodem NE568, jak jsme si částečně uvedli na obr. 140 a 141. Praktické zkušenosti ukazují, že je třeba v uvedeném případě použít na vstupu demodulátoru PLL rovněž varaktorem laděnou, alespoň jednerezonátorovou propust. Pak je ovšem třeba dosáhnout souběhu v ladění



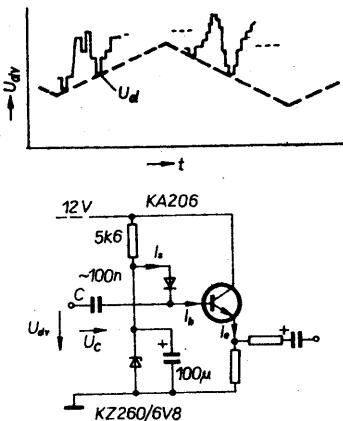
Obr. 149. Zapojení demodulátoru SL 1453 pro kmitočet 612 MHz



Obr. 150. Konvertor pro výběr subnosných zvuků



Obr. 151. Mezzanine frekvenci zvukovač a demodulátoru zvuku



Obr. 152. Jednoduchý obvod odstraňující disperzál obrazového signálu

řízeného oscilátoru demodulátoru a v ladění vstupní pásmové propusti. S demodulátorem NE564 a našimi varaktory KB113 to je jednoduché řešení.

Nejrozšířenější řešení výběru a demodulace subnosných zvuků se opírá o laděný konvertor s obvodem SO42P, umožňující převod subnosného na kmitočtu v pásmu 5,5 až 9,5 MHz na standardní mř kmitočet 10,7 MHz. Pak je možné použít snadno dostupné keramické pásmové propusti před demodulátorem kvadraturním či PLL k potlačení nežádoucího šumu a rušení.

Zapojení konvertoru pro výběr subnosných s obvodem SO42P je na obr. 150. Na obr. 151 je zapojení kvadraturního demodulátoru TBA120S pro kmitočet 10,7 MHz. Součástí zapojení je i keramický filtr. Úroveň výstupního signálu lze řídit potenciometrem v rozsahu minimálně 70 dB. Zapojení neobsahuje deemfázi.

Odstranění disperzál

Přidavné kmitočtové rozmitání nosné na trase Země – družice – Země se používá pro zmenšení rušení při statickém obrazu. Obvykle má trojúhelníkový průběh s opakovacím kmitočtem 25 Hz. Nejjednodušší obvod k odstranění demodulované složky napětí disperzál používá špičkový detektor, obr. 152. Špičkový detektor udržuje na bázi tranzistoru při úrovni synchronizačního impulsu konstantní napětí rovné zhruba napětí Zenerovy diody. Toho je ovšem možné dosáhnout pouze tehdy, pokud změna napětí na vazebním kondenzátoru C, způsobená proudem tekoucím do báze tranzistoru během řádku, je větší nebo je rovná změně napětí disperzál. Pokud je větší, pak synchronizační impuls dalšího řádku způsobí dobít kondenzátor „špičkovou“ diodou. Tím je zachována konstantní úroveň synchronizačního impulsu na bázi tranzistoru. Volume-li kapacitu kondenzátoru větší než vyplývá z výše uvedeného požadavku, obraz bliká. Volba kapacity závisí kromě použitého zdvihu disperzál na proudovém zosilovacím činiteli tranzistoru a na jeho zatížení v emitoru. Snadno se pak stane, že v realizovaném zapojení podle publikovaného návodu použijeme kondenzátor s rádově odlišnou kapacitou, abychom odstranili blikání, když jsme použili jiný, dostupnější tranzistor.

Remodulátory

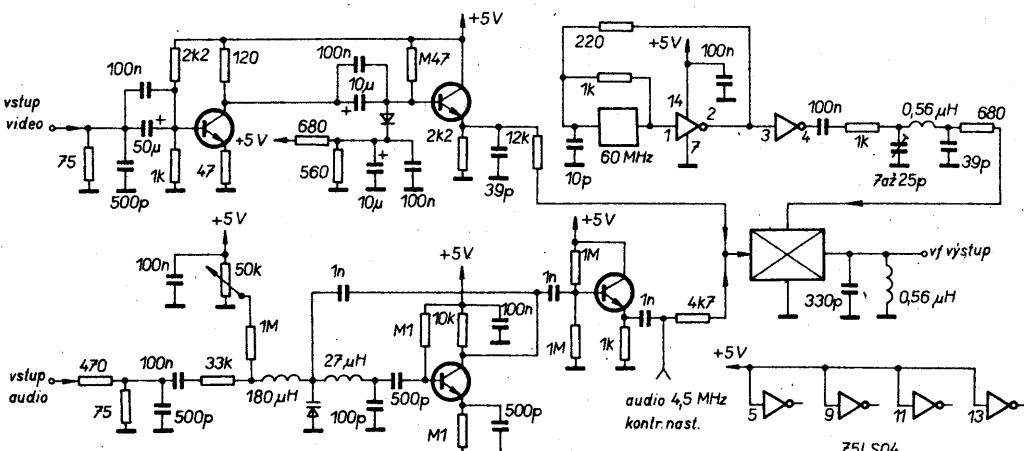
Starší TV přijímače většinou nemají AV vstup a demodulované signály je třeba namodulovat na nosnou, odpovídající volnému kanálu TV přijímače.

Zapojení s diskrétními součástkami užíváno dříve v USA je na obr. 153. V amatérské praxi byl v USA používán rovněž integrovaný obvod LM1889. Nejjednodušší je ovšem použít firmou Siemens v polovině osmdesá-

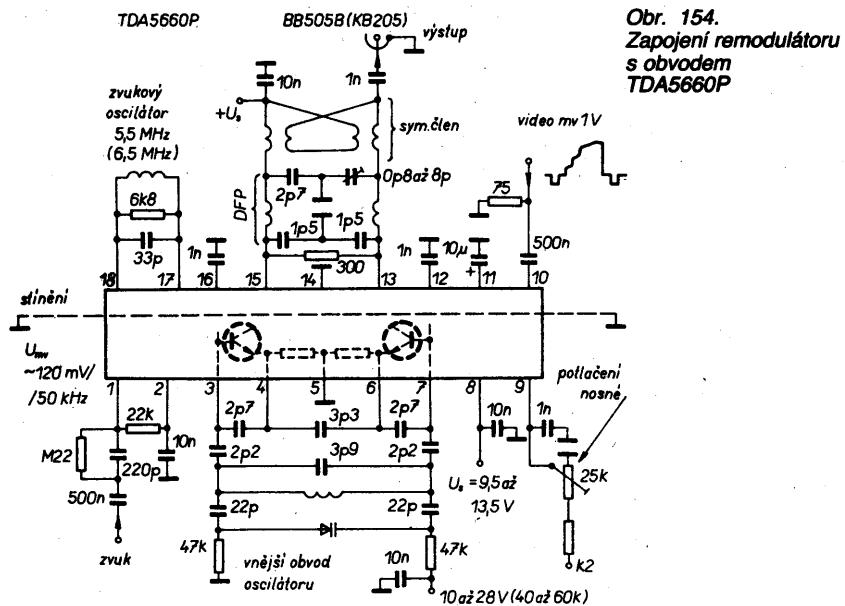
tých let uvedený na trh integrovaný remodulátor TDA5660P, jehož zapojení pro kmitočtovou modulaci zvuku na subnosnou zvuku o kmitočtu 5,5 či 6,5 MHz je na obr. 154. Obvod oscilátoru lze podle potřeby upravit pro nižší kanál (48 až 860 MHz). K výstupním svorkám 13, 15 je pripojena dolní propust, mezi kterou a výstupem je vložen harmonický oscilátor. Následuje symetrický člen. Signál oscilátoru lze rovněž přivést z externího zdroje. Pokud je remodulátor přímo, bez kabelu připojen k obvodům zpracování obrazového signálu, není třeba zachovávat impedanční úroveň 75 Ω. Rozkmit na koncovém tranzistoru obrazového zosilovače lze pak zmenšit až na polovinu.

Směšovač s potlačeným zrcadlovým kmitočtem

Maska směšovače s potlačeným zrcadlovým kmitočtem a využitím produktů směšování ke zmenšení konverzních ztrát směšovače je na obr. 155a, rozměry jsou pro pásmo rozhlasové družicové služby 11,7 až 12,5 GHz. Na obr. 155b je zapojení obvodu. Je realizován na měkké podložce o $\epsilon_r = 2,2$ a tloušťce 0,254 mm, např. typu DI-CLAD 880 či RT/duroid 5880. Součástí je i větvový SVČ 3 dB ve věti místního oscilátoru. Ve vstupní věti můžeme, chceme-li zmenšit šumové číslo, zařadit tranzistor firmy Mitsubishi typu MGF1303 či 1304. Je-li tranzistor použit, je kapacita kondenzátoru C_1 asi 10 pF, úsek vedení v oblasti tranzistoru je rozpojen, boční přizpůsobovací vedení jsou připojena k vedení k elektrodám D i G. Induktivnosti napájecích vedení L_1 a L_2 jsou tvořeny drátem o $\varnothing 0,2$ mm, který je asi 1 mm nad povrchem desky. Zapojení Schottkyho diod typu VCS510 či VBS511 je patrné z obrázku. Kondenzátor D_2 má kapacitu kolem 5 pF. Vedení L_3 je provedeno stejně jako předchozí dvě, je pouze jedním koncem připojeno k zemníci desce. Vazební konden-

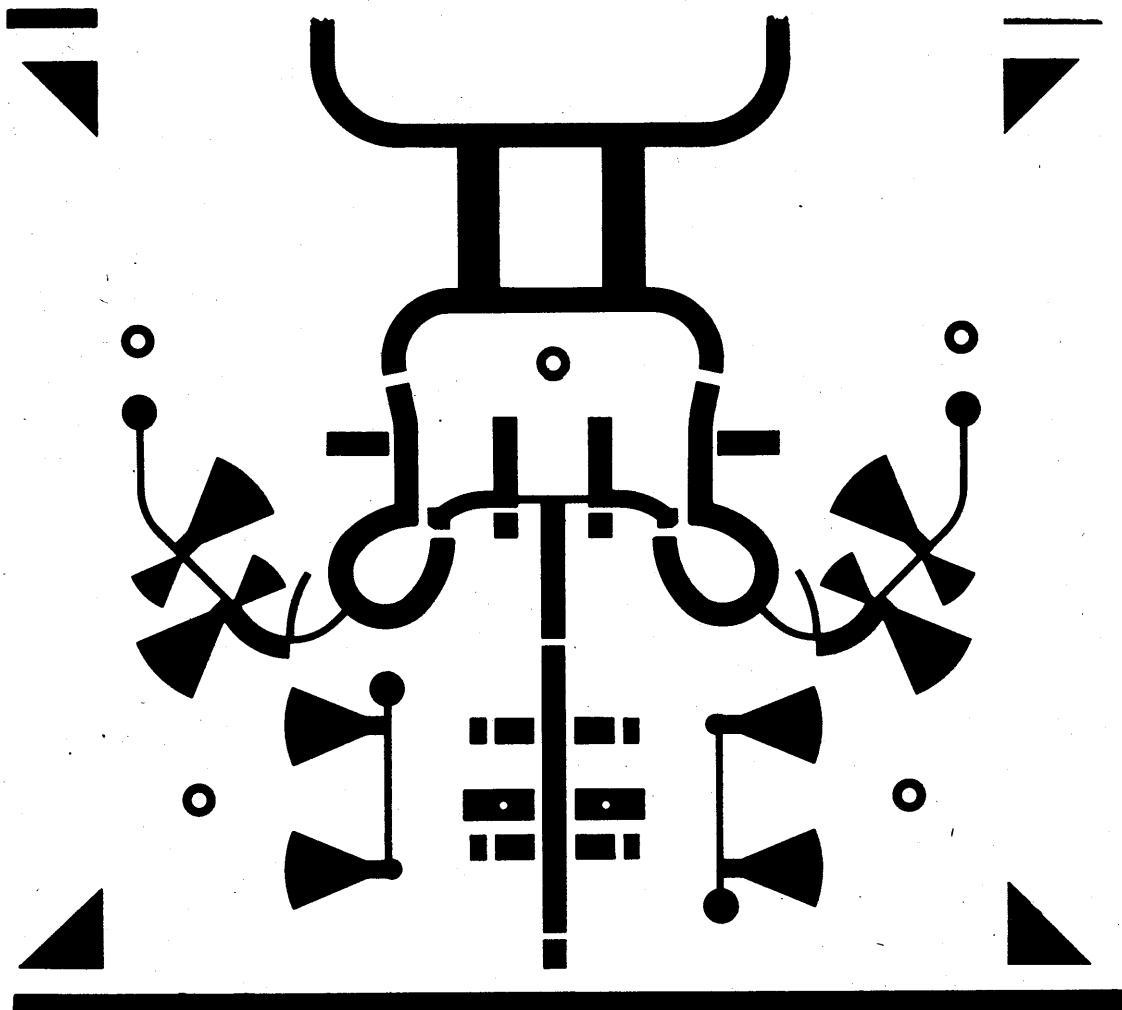
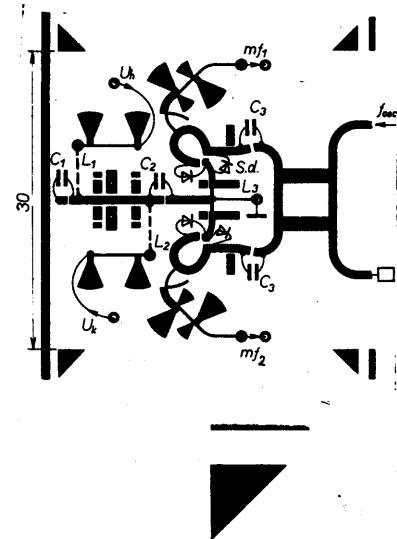


Obr. 153. Zapojení remodulátoru dříve užívaného v USA



Obr. 154.
Zapojení remodulátoru
s obvodem
TDA5660P

rovlnné části obvodu jsou 50Ω , v mezifrekvenční 75Ω . Směšovač byl ověřen bez tranzistoru na vstupu. Bylo dosaženo malých konverzních ztrát (3,5 dB), potlačení zrcadlového kmitočtu bylo větší než 15 dB v celém pásmu 11,7 až 12,5 GHz. Aby se dosáhlo i malého šumového čísla celého konvertoru s takovýmto směšovačem, je vhodné na výstup směrového vazebního členu připojit tranzistor s malým šumem, např. BFT66. Pro diody VBS511 postačoval výkon oscilátoru kolem 10 mW. Zakončovací odpor ve větvi oscilátorového SVČ lze realizovat též mikropáskovým vedením (na krají masky), nad kterým je zkosená útlumová hmota. Kóta na masce 30 mm je vzdálenost mezi odvěsnami rohových trojúhelníků.



Obr. 155. Zapojení vstupní části směšovače 12 GHz/70 MHz s potlačením zrcadlového signálu

Dvoupásmová vnější jednotka UNIDEN UST 980

Jednotky téhož vnějšího vzhledu má ve svém katalogu z roku 1988 firma Sharp. Jsou dvoupásmové, přepínačné napájecí napětím 13/20 V. Firma Sharp je nabízela s odstupňovanými šumovými čísly ve dvou kmitočtových verzích. Budou pro příjem v pásmech 10,95 až 11,7 a 11,7 až 12,5 GHz nebo v pásmech 10,95 až 11,7 GHz a 11,93 až 12,73 GHz. První verze svými vlastnostmi odpovídá jednotce UNIDEN UST 980, která se nejvíce rozšířila především proto, že v principu, doplněná konvertem (1750 až 2000 MHz)/(950 až 1200 MHz), umožňuje příjem v celém dosud používaném pásmu jak pevné, tak rozhlasové družicové služby 19,95 až 12,75 GHz. Úpravou vnitřní jednotky UNIDEN 7007 lze dosáhnout možnosti volit libovolný kanál v uvedeném pásmu dálkovým ovládáním.

Po sejmouti krytu vidíme na jedné straně nosné desky napájecí obvody, oscilátory 10 a 10,75 GHz a mf zesičovač (obr. 156). Na druhé straně (obr. 157) je čelní pohled na vstupní část realizovanou na měkké podložce o tloušťce 0,8 mm. Šířka podložky v oblasti pásmových propustí je 43 mm.

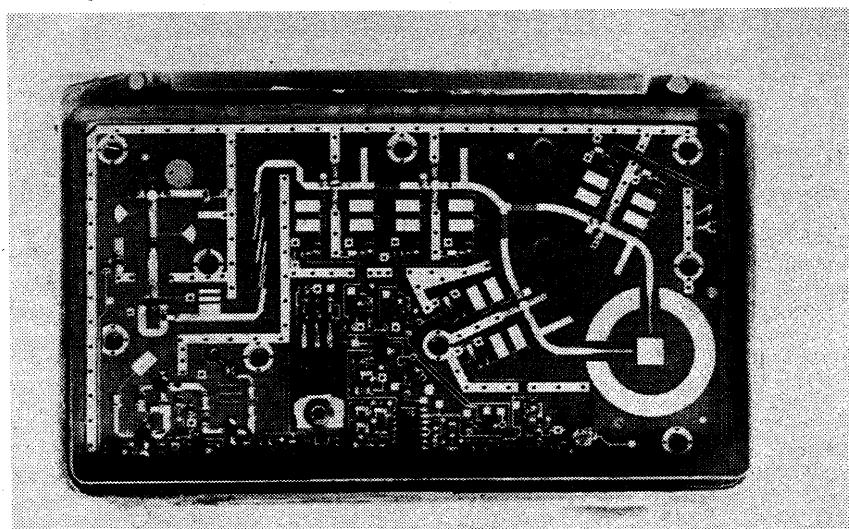
Obr. 156. Vnější jednotka UNIDEN – pohled na oscilátory, mf část a napájecí obvody (viz 1. str. obálky)

Obr. 157. Vnější jednotka UNIDEN – pohled na mikrovlnnou část (viz 1. str. obálky)

Vstupní část je tvořena širokopásmovým třístupňovým zesičovačem s tranzistory zřejmě firmy Mitsubishi, následuje Wilkinsonův dělič výkonu do dvou větví. V každé věti je čtyřrezonátorová pásmová propust pro jeden z přepínáných družicových pásem. V každé věti následuje jednodiodový směšovač. Dúplexní obvod směšovače je tvořen směrovým vazebním členem s postupnou vlnou ve věti místního oscilátoru. Schottkyho dioda je pouzdřena v keramickém pouzdře o průměru 1,3 mm.

Při přepínání se zapne příslušný oscilátor a zřejmě se zapne i příslušný první předzesílovač stupeň navazující na mf větvě.

Použitelnost jednotky v pásmu pevné družicové služby 12,5 až 12,75 GHz je patrná z výsledků měření v tab. 14. V mf pásmu 1,9 až 2 GHz se zisk zmenšuje o 10 až 20 dB.



Obr. 158. Vnější jednotka Marconi – obvod na jedné desce

Tab. 14. Vlastnosti vnější jednotky UNIDEN 980 při příjmu v pásmu 12,5 až 12,75 GHz

$f_{\text{vst}} = 11,7$ až $12,5$ (až $12,75$) GHz							
f_{mf} [GHz]	1,7	1,75	1,8	1,85	1,9	1,95	2,0
NF [dB]	2,0		2,1		2,6		3,2
	2,7		3,0		3,2		3,5
	2,4		2,6		2,4		2,8
	49,5	49,5	50	50	47,5	39,5	28
G [dB]	48,5	47	46	45,5	44	39	33
	50	49	48	47,5	46	41	37,5
							3

V praktickém provozu, s dostatečnou rezervou signálu, se tato veliká strmost zesílení v kanálu nijak výrazně neprojevila na subjektivně posuzované kvalitě obrazu. V nedávné době dodávala firma Sharp tzv. širokopásmové konvertovery, které dosahují zisku kolem 60 dB a šumového čísla kolem 1,2 dB v rozsahu 10,95 až 11,7 a 11,7 až 12,75 GHz. Od popsaného typu se liší prakticky pouze lepšími elektrickými vlastnostmi.

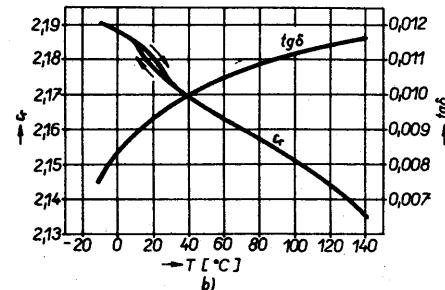
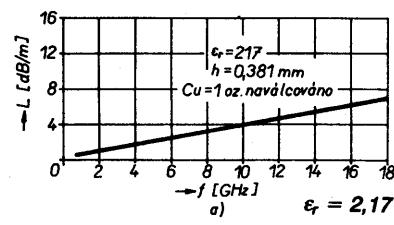
Vnější jednotka s integrovaným přepínačem polarizace

Na obr. 158 je vidět alternativní řešení obvodů vnější jednotky. Všechny obvody jsou na jedné desce, navíc je elegantně vyřešeno i přepínání polarizace – vstupní tranzistory jsou dva, každý je připojen k sondě pro příslušnou polarizaci. Vzhledem k ne-symetrickému navázání sond do kruhového vlnovodu potlačí se příjem příčné polarizované vlny vhodným impedančním zakončením druhé sondy. Tranzistory tedy střídavě pracují jako zesičovače s malým šumem ve věti pro zvolenou polarizaci, zatímco v druhé věti pracují jako spináče. Výstupní větve tranzistorů jsou ve vhodně zvolené vzdálosti propojeny.

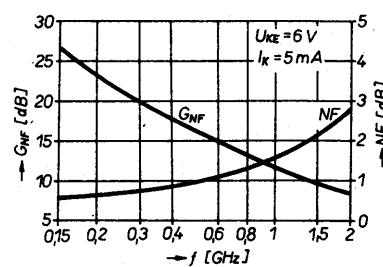
Přílohy

V tab. 15, 16, 17 jsou programy pro počítač ZX Spectrum, jejichž použití bylo vysvětleno v předchozí části. Jsou doplněny dalšími poznámkami. Při tisku byl zaměněn znak \$ za %.

Na obr. 159 jsou uvedeny některé vlastnosti měkké podložky z materiálu DI-CLAD 880.

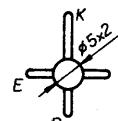


Obr. 159. Vlastnosti materiálu pro měkkou podložku typu DI-CLAD a) útlum mikropáskového vedení 50Ω v závislosti na kmitočtu, b) teplotní závislost ϵ_r a $\text{tg } \delta$



$f_T = 8$ GHz

($I_{\text{c}} = 50$ mA)



Obr. 160. Šumové číslo a přidružený zisk tranzistoru MRF571 v závislosti na kmitočtu

Vlastnosti bipolárního tranzistoru MRF571 jsou na obr. 160 a v tab. 18, str. 240. Je to tranzistor vhodný pro zesičovače s malým šumem s velkým dynamickým rozsahem. Lze jej rovněž použít do oscilátorů a násobičů kmitočtu.

Tab. 15. Program pro návrh pásmových propustí v podkritickém vlnovodu

```

10 DIM G(22): DIM A(22): DIM B(22)
20 REM Evanescent Waveguide Small and broadband
  Bandpass Filters
30 PRINT "Evanescent Waveguide Small and broadband
  Bandpass Filters", "Simultaneous I/O", "Direct
  (up to octave BW) or", "Inductance
  (up to octave BW) or", "Capacitance (LE 20% BW)",
  "Couplings", "Otýpka 6/86",
40 REM Frequency Mapping
50 INPUT "Passbandedge Frequencies:,,,," F1E(MHz)=?,,,
  F1E, "F2E(MHz)=?", F2E,
60 INPUT "Bandstop Frequency F1S:,,," Y/N=?,,Lx,,,
70 IF Lx="N" THEN GO TO 100
80 INPUT "F1S(MHz)=?", F1S
90 INPUT "L1S(dB)=?", L1S
100 INPUT "F2S: Y/N=?,,Ux
110 IF Ux="Y" THEN GO TO 130
120 GO TO 150
130 INPUT "F2S(MHz)=?", F2S
140 INPUT "L2S(dB)=?", L2S
150 REM Type of Insertion Loss Function
160 INPUT "I.L. Function Type:,,,," B(Butterworth) or
  "T(Tschebyschev)=?", "Tx"
170 IF Tx="B" THEN GO TO 200
180 INPUT "Passbandtriple:,,,," LAR(dB)=?, LAR
190 GO TO 210
200 LET LAR=3
210 INPUT "Passbandedgeattenuation LAE",,,,"Standard(LAE=
  LAR):Y/N=?,,Sx
220 IF Sx="Y" THEN GO TO 920
230 REM Iteration for F1,F2,N
240 INPUT "LAE(dB)=?", LAE
250 GO TO 650
260 REM Passband - Lowpass Mapping Subroutine
270 LET F0=SQR ((F1*F1+F2*F2)/2)
280 LET WMOD=(F2*F2-F1*F1)/(2*F0*F0)
290 LET OMN=ABS ((F/F0)*(F/F0)-1)/WMOD
300 RETURN
310 REM Nonstandard Passband Attenuation
  LP Edge Mapping Subroutine

```

```

320 LET POM1=LN (10)/10
330 LET POM2=EXP (LAE*POM1)-1
340 LET POM3=EXP (LAR*POM1)-1
350 LET POM1=POM2/POM3
360 IF Tx="T" THEN GO TO 390
370 LET OMNE=EXP (LN (POM1)/2/N)
380 GO TO 430
390 LET POM1=SQR_(POM1)
400 LET POM1=POM1+SQR (POM1*POM1-1)
410 LET POM1=EXP (LN (POM1)/N)
420 LET OMNE=(POM1+1/POM1)/2
430 REM
440 RETURN
450 REM Order N of the BPF Subroutine
460 LET POM1=LN (10)/10
470 LET POM2=EXP (LAE*POM1)-1
480 LET POM3=EXP (LAR*POM1)-1
490 LET POM1=POM2/POM3
500 IF Tx="T" THEN GO TO 530
510 LET N=LN (POM1)/2/LN (OMN)
520 GO TO 570
530 LET POM1=SQR (POM1)
540 LET POM1=POM1+SQR (POM1*POM1-1)
550 LET POM2=OMN+SQR (OMN*OMN-1)
560 LET N=LN (POM1)/LN (POM2)
570 REM
580 RETURN
590 REM Determination of Standard Bandedge
  Frequencies Subroutines
600 LET POM1=F1E*F1E: LET POM2=F2E*F2E
610 LET POM3=1-1/OMNE: LET POM4=1+1/OMNE
620 LET F1=SQR ((POM2*POM3+POM1*POM4)/2)
630 LET F2=SQR ((POM2*POM4+POM1*POM3)/2)
640 RETURN
650 REM Iteration for Determination of F1 & F2
660 PRINT ,,," Wait for about 20 seconds"
670 LET N1=1: LET N2=1
680 IF Lx="N" THEN GO TO 780
690 LET NST=0
700 LET F1=F1E: LET F2=F2E
710 LET F=F1S: GO SUB 260

```

Pro realizaci širokopásmových oscilátorů (např. 2 až 4 GHz) je vhodný tranzistor KT640. Jeho parametry S jsou v tab. 19 na str. 239.

Literatura

- [1] Tysl, V.; Růžička, V.: Teoretické základy mikrovlnné techniky. SNTL: Praha 1989.
- [2] Tysl, V.: Mikrovlnná měření. SNTL: Praha 1963.
- [3] Zehentner, J.: Mikrovlnná integrovaná technika. ČVUT: Praha 1983.
- [4] Otýpka, J.: Přehled metod, které vedou ke stanovení parametrů páskových vedení na dielektrické podložce. TESLA VÚST: Praha 1974.
- [5] Zehentner, J.: Rychlý výpočet parametrů nestiněných vázaných mikropáskových vedení na korundovém substrátu. Slaboproudý obzor č. 8/1977.
- [6] Otýpka, J.: Vyrovnání fázových rychlostí na zavěšených vázaných mikropáskových vedeních. Sborník přednášek. MITEKO '90, Pardubice 1990.
- [7] Peterka, R.: Syntéza širokopásmových přípůsobovacích obvodů bez transformátorů s maximální šířkou pásma. Slaboproudý obzor č. 9/1986.
- [8] Puff Distribution. Electrical Engineering M/S 116-81. California Institute of Technology, Pasadena, CA 91125.
- [9] Marcuvitz, N.: Waveguide Handbook. McGraw Hill: New York 1951.
- [10] Matthaei, G. aj.: Microwave Filters, Impedance - Matching Networks and Coupling Structures. McGraw Hill: New York 1964.
- [11] Saal, R.: Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges Normierter Tiefpass. Telefunken GmbH 1963.
- [12] Otýpka, J.: Použití podkritického vlnovodu s kapacitní diskontinuitou k realizaci mikrovlnných obvodů. Sdělovací technika č. 3/1987.
- [13] Otýpka, J.: Pásmové propusti a některé další obvody realizované v podkritickém vlnovodu. Sdělovací technika č. 5/1987.
- [14] Nyström, L.: A New Broadband High Directivity 3 dB - Hybrid and Power Divider 10th EMC, Varšava 1980.
- [15] Rizzi, P. A.: Microwave Engineering. Prentice-Hall International Editions, Engelwood Cliffs 1988.
- [16] Kranz, J. J.: An S-Band Double Balanced Mixer with very high LO/RF port and LO/IF - port isolation. IEEE MTT - S Digest: Dallas 1990.
- [17] Oberflächenwellenfilter für Fernsehenanwendungen. Datenbuch 1989/90 Siemens.
- [18] Marchand, N.: Transmission Line Conversion Transformers. Electronics 17, č. 12, 1944, s. 142.
- [19] Otýpka, J.: A Simple Down Convertor for DBS Outdoor Unit. Proceedings of the 8th Colloquium on Microwave Communication, srpen 1986, Budapest.
- [20] Otýpka, J.; Burjan, Z.: Balanční směšovač pro kmotky 3,6-3,9 GHz, směrový vazební člen 3 dB se šterbinou. Sdělovací technika, č. 1/1977.
- [21] Mixer Preamps Provide Image Rejection. MSN & CT, červen 1985, s. 175.
- [22] Chi, Ch. Yu; Ho, Ch. Y.: Switched Resonators Boost the Bandwidth of Microwave VCOS. Microwaves & RF, březen 1990.
- [23] Kimishima, M.; Ito, Y: A 9 to 18 GHz Small Size Hybrid Broadband VCO Using Active Match Circuits. EMC Budapest, září 1990.
- [24] Technical publication 229. Philips - 1987.
- [25] Satellite TV Applications. Plessey Semiconductors 1986.
- [26] Sovětský tranzistor KT640A1-2. Sdělovací technika č. 12/1988, s. 469.
- [27] Blauschild, R. A.; Meyer, R. G.: A Low Power, 5 V, 150 MHz PLL with Improved Linearity. 1985 IEEE Int. Conf. on Consumer Electronics.
- [28] Ruthorff: Amplitude Modulation Suppression in FM Systems. B.S.T.J. červenec 1958.
- [29] FM Radio: Playing a Better Tune. Electronics World, březen 1991 (přehled FM demodulátorů).
- [30] Vajduliak, J.: Videovstup pre FTVP COLOR 110 ST. Amatérské rádio č. 11/1990.
- [31] Modulatorbaustein für Fernseh-Bild und -Tonsignale. Funk-Technik č. 12/1985.
- [32] Borovička, J.: Video-audio modulátor. Amatérské rádio č. 7/1990.
- [33] Bullock, S. R.; Ovard, D.: Simple Technique Yields Errorless AGC Systems. Microwaves & RF, srpen 1989.
- [34] 12 GHz Amplifier Design Using the HFET-2201. Hewlett Packard Application Note 973.
- [35] S-parameters Aid Design of RF Amplifiers. Microwaves & RF červen 1988.
- [36] Pinc, J.: Nízkošumové tranzistorové předzesilovače pro příjem z družic v pásmu 12 GHz. Sdělovací technika č. 1/1987.
- [37] Vrba, J.: Měření na centrimetrových vlnách. SNTL: Praha 1958.
- [38] Otýpka, J.: Vicedružicový a vicepásmový příjem. Sdělovací technika č. 7/1992.

```

720 LET LA=L1S: GO SUB 450
730 LET NNO=N
740 IF ABS ((NST-NNO)/NNO)<.001 THEN GO TO 770
750 LET NST=NNO
760 GO SUB 310: GO SUB 590: GO TO 710
770 LET N1=NNO
780 IF UX="N" THEN GO TO 880
790 LET NST=0
800 LET F1=F1E: LET F2=F2E
810 LET F=F2S: GO SUB 260
820 LET LA=L2S: GO SUB 450
830 LET NNO=N
840 IF ABS ((NST-NNO)/NNO)<.001 THEN GO TO 870
850 LET NST=NNO
860 GO SUB 310: GO SUB 590: GO TO 810
870 LET N2=NNO
880 IF N1>N2 THEN GO TO 900
890 LET NNO=N2: GO TO 1090
900 LET NNO=N1: GO TO 1090
910 REM End of Iteration
920 REM Standard Defined Edge
930 LET F1=F1E: LET F2=F2E
940 LET N1=0: LET N2=0
950 IF LX="N" THEN GO TO 1000
960 LET F=F1S: GO SUB 260
970 LET LA=L1S: GO SUB 450
980 LET N1=N
990 REM
1000 IF UX="N" THEN GO TO 1050
1010 LET F=F2S: GO SUB 260
1020 LET LA=L2S: GO SUB 450
1030 LET N2=N
1040 REM
1050 IF N1>N2 THEN GO TO 1070
1060 LET N=N2: GO TO 1100
1070 LET N=N1
1080 GO TO 1100
1090 LET N=NNO
1100 REM N Determined
1110 PRINT "N=",N
1120 INPUT "Choose Integer N=? ";N
1130 REM OMNE, F1, F2 Determin.
1140 IF SX="Y" THEN GO TO 1160
1150 GO SUB 310: GO SUB 590
1160 REM Printing I/O Data
1170 PRINT "BPF Type=",Tx
1180 PRINT "N=",N
1190 PRINT "LAR(dB)=",LAR
1200 PRINT "F0(MHz)=",F0
1210 PRINT "F1(MHz)=",F1
1220 PRINT "F2(MHz)=",F2
1230 IF SX="Y" THEN GO TO 1270
1240 PRINT "LAE(dB)=",LAE
1250 PRINT "F1E(dB)=",F1E
1260 PRINT "F2E(dB)=",F2E
1270 IF LX="N" THEN GO TO 1310
1280 LET F=F1S: GO SUB 1390
1290 PRINT "L1SN(dB)=",LA
1300 PRINT "F1S(MHz)=",F1S
1310 IF UX="N" THEN GO TO 1350
1320 LET F=F2S: GO SUB 1390
1330 PRINT "L2SN(dB)=",LA
1340 PRINT "F2S(MHz)=",F2S
1350 INPUT "Stopbandatt. OK:Y/N=? ";Ax
1360 IF Ax="N" THEN GO TO 1120
1370 GO TO 2010
1380 REM Atten. Subrout. Follows
1390 REM Transf. on the I/O SUB
1400 GO SUB 260
1410 LET POM1=LN (10)/10
1420 LET POM2=EXP (LAR*POM1)-1
1430 IF Tx="T" THEN GO TO 1460
1440 LET LA=LN (1+POM2*OMN^(2*N))/POM1
1450 RETURN
1460 IF OMN<1 THEN GO TO 1520
1470 LET POM3=N*LN (OMN+SQR (OMN^2-1))
1480 LET POM3=EXP (POM3)
1490 LET POM3=POM2*((POM3+1/POM3)/2)^2
1500 LET LA=LN (1+POM3)/POM1
1510 RETURN
1520 LET POM3=N*ACS (OMN)
1530 LET POM3=POM2*(COS (POM3)*COS (POM3))
1540 LET LA=LN (1+POM3)/POM1
1550 RETURN
1560 REM No I/O Transf. LA SUB
1570 GO SUB 1390
1580 IF OMN>1 THEN GO TO 1600
1590 RETURN
1600 LET LA=LA-2*LN (F/F0)/POM1
1610 RETURN
1620 REM
1630 REM
1640 REM LP Elements Deter. SUB
1650 IF Tx="T" THEN GO TO 1720
1660 LET G(1)=1: LET G(N+2)=1
1670 FOR K=2 TO N+1
1680 LET POM=(2*(K-1)-1)*PI/2/N
1690 LET G(K)=2*SIN (POM)
1700 NEXT K
1710 RETURN
1720 LET POM=LAR/17.37
1730 LET POM=EXP (POM)
1740 LET POM=(POM+1/POM)/(POM-1/POM)
1750 LET BETA=LN (POM)
1760 LET POM=BETA/2/N
1770 LET POM=EXP (POM)
1780 LET ALFA=(POM-1/POM)/2
1790 IF INT (N/2)=N/2 THEN GO TO 1820
1800 LET G(N+2)=1
1810 GO TO 1870
1820 LET POM=BETA/4
1830 LET POM=EXP (POM)
1840 REM
1850 LET G(N+2)=(POM+1/POM)/(POM-1/POM)
1860 LET G(N+2)=G(N+2)^2
1870 LET G(1)=1
1880 FOR K=1 TO N-1
1890 LET POM1=(2*K-1)*PI/2/N
1900 LET POM2=K*PI/N
1910 LET A(K)=SIN (POM1)
1920 LET B(K)=ALFA^2+(SIN (POM2))^2
1930 NEXT K
1940 LET POM1=(2*N-1)*PI/2/N
1950 LET A(N)=SIN (POM1)
1960 LET G(2)=2*A(1)/ALFA
1970 FOR K=3 TO N+1
1980 LET G(K)=4*A(K-2)*A(K-1)/B(K-2)/G(K-1)
1990 NEXT K
2000 RETURN
2010 REM End of Subroutines
2020 REM I..L.F-tion Computation
2030 INPUT "I.L.F.Comp.:Y/N=? ";Ax
2040 PRINT ""
2050 IF Ax="N" THEN GO TO 2240
2060 PRINT "Reading Interruption: F=0"
2070 INPUT "I/O Transf.:Y/N=? ";Bx
2080 IF Bx="N" THEN GO TO 2170
2090 PRINT ""
2100 PRINT "With I/O Transformers"
2110 INPUT "F(MHz)=? ";F
2120 IF F=0 THEN GO TO 2030
2130 GO SUB 1390
2140 PRINT "F(MHz)=? ";F
2150 PRINT "LA(dB)=? ";LA
2160 GO TO 2110
2170 PRINT "Without I/O Transformers"
2180 INPUT "F(MHz)=? ";F
2190 IF F=0 THEN GO TO 2030
2200 GO SUB 1560
2210 PRINT "F(MHz)=? ";F
2220 PRINT "LA(dB)=? ";LA
2230 GO TO 2180
2240 REM Comp. of LP Eleements
2250 PRINT "LP Elements:"
2260 PRINT ""
2270 GO SUB 1640
2280 FOR K=0 TO N+1
2290 PRINT "G(";K;")=",G(K+1)
2300 NEXT K
2310 PRINT ""
2320 REM Use of Variables F0, F1E, F2E, WMOD, N, G(),...,G(N+1)
2330 GO TO 2620
2340 REM Follows EWG SUB's
2350 REM Slope Parameters SUB
2360 LET B=Y/D+X/D*(BLY+Y)^2+BLY*ZA2
2370 RETURN
2380 REM Delta SUB
2390 LET D=2/(1+1/(1-(A0*(.001*F0)/150)^2))
2400 RETURN
2410 REM Invertor SUB
2420 LET ZAC=SQR (G1*G2/B1/B2)/WMOD
2430 RETURN
2440 REM BL0 & ZA2 SUB's
2450 LET Ax="OK"
2460 IF CX(<)"D" THEN GO TO 2490
2470 LET BLY=0: LET ZA2=.5
2480 RETURN
2490 IF C<(>"L" THEN GO TO 2540

```

```

2500 LET POM1=F0/SQR (F1E*F2E)
2510 LET BLY=POM1/RP
2520 LET ZA2=1/(1+1/POM1^2)
2530 RETURN
2540 LET POM1=RP/RS-1
2550 IF POM1<=0 THEN GO TO 2600
2560 LET POM1=SQR (POM1)
2570 LET BLY=-POM1/RP: LET ZA2=RS/RP
2580 LET CVY=1/(RS*POM1)
2590 RETURN
2600 LET AX="NS"
2610 RETURN
2620 REM Hyperb. F-tion Def.:
2630 DEF FN s(x)=(EXP (x)-1/EXP (x))/2
2640 DEF FN t(x)=(EXP (x)-1/EXP (x))/(EXP (x)+1/EXP (x))
2650 GO TO 2810
2660 REM Resonator Distans SUB's
2670 LET LST=1
2680 IF ZAC>2 THEN GO TO 2750
2690 LET POM1=FN s(LST)
2700 LET POM2=Z+(SQR (1+ZAC*POM1)-1)/POM1
2710 LET LNO=(LST+LN ((1+POM2)/(1-POM2)))/2
2720 IF ABS ((LNO-LST)/LST)<.0001 THEN GO TO 2740
2730 LET LST=LNO: GO TO 2690
2740 RETURN
2750 LET POM1=FN t(LST/2)
2760 LET POM2=ZAC/(POM1-Z)^2-2/(POM1-Z)
2770 LET LNO=(LST+LN (POM2+SQR (POM2*POM2+1)))/2
2780 IF ABS ((LNO-LST)/LST)<.0001 THEN GO TO 2800
2790 LET LST=LNO: GO TO 2750
2800 RETURN
2810 REM Filter Parameter Comp.
2820 PRINT "L(i) Computation: Minutes",,
2830 INPUT "Coupling: ",, "D(direct)",, "L(inductive)",, "C(capacitive)",, "Cx= ",;Cx
2840 INPUT "Discontinuity: ",, "CH(change)",, "S1( X1/X0=0, X2/X0=0 )",, "S2( X1/X0=.164; X2/X0=.045 )",, "Ex= ",;Ex
2850 REM
2860 IF Ex<>"CH" THEN GO TO 2890
2870 INPUT "-X1/X0= ",;Z, "X2/X0= ",;X
2880 GO TO 2920
2890 IF Ex<>"S1" THEN GO TO 2910
2900 LET Z=0: LET X=0: GO TO 2920
2910 LET Z=.164: LET X=.045
2920 IF Cx<>"C" THEN GO TO 2940
2930 INPUT "R(Ohm)= ",;R
2940 INPUT "a(mm)= ",;A0, "b(mm)= ",;B0
2950 REM Array Declaration
2960 DIM Z(10): REM Zac/X0
2970 DIM L(11): REM Gama*Li
2980 DIM Y(10): REM yi/Y0
2990 DIM B(10): REM bi/Y0
3000 INPUT "Gama*Li -round 2- =? ",;L(1)
3010 LET BLY=0: LET ZA2=.5
3020 REM Use of Filter Symetry
3030 LET NK=INT ((N+1)/2)
3040 FOR K=1 TO NK
3050 LET Y(K)=2
3060 LET B(K)=2
3070 NEXT K
3080 LET BST=2: REM Start
3090 LET X0=240*PI*B0/A0/SQR ((150/(.001*F0)/A0)^2-1)
3100 GO SUB 2380: REM Delta
3110 LET Y=Y(1)
3120 GO SUB 2350: REM bi/Y0
3130 LET RP=G(1)*G(2)/B/WMOD
3140 LET B(1)=B
3150 FOR K=1 TO INT (N/2)
3160 LET B1=B(K): LET G1=G(K+1): LET G2=G(K+2)
3170 IF K=INT ((N+1)/2) THEN GO TO 3190
3180 LET B2=B(K+1): GO TO 3200
3190 LET B2=B(K)
3200 GO SUB 2410: REM Zac/X0
3210 LET Z(K)=ZAC
3220 GO SUB 2660: REM Gama*Li
3230 LET L(K+1)=LNO
3240 NEXT K
3250 REM Determination of Y(i)
3260 REM
3270 IF Cx<>"C" THEN GO TO 3290
3280 LET RS=R/X0
3290 GO SUB 2440: REM BL0&1/2..
3300 IF AX<>"NS" THEN GO TO 3330
3310 PRINT ", Choose Greater b(&a)!!!",,
3320 GO TO 2940
3330 LET POM1=FN t(L(2)/2)-Z+2/FN s(L(2))
3340 LET POM2=1/POM1+1/Z(1)
3350 LET Y(1)=1/(FN t(L(1))-Z)+POM2
3360 LET Y=Y(1)
3370 GO SUB 2350: LET B(1)=B
3380 IF ABS ((BST-B)/BST)<.0001 THEN GO TO 3530
3390 LET BST=B
3400 IF N=2 THEN GO TO 3110
3410 FOR K=2 TO INT ((N+1)/2)
3420 IF K<(N+1)/2 THEN GO TO 3440
3430 LET L(K+1)=L(K): LET Z(K)=Z(K-1)
3440 LET POM1=FN t(L(K+1)/2)-Z+2/FN s(L(K+1))
3450 LET POM3=1/POM1+1/Z(K)
3460 LET Y(K)=POM2+POM3
3470 LET POM2=POM3
3480 LET BLY=0: LET ZA2=.5
3490 LET Y=Y(K): GO SUB 2350
3500 LET B(K)=B
3510 NEXT K
3520 GO SUB 2440: GO TO 3110
3530 REM End of Iteration
3540 REM Outputs
3550 PRINT
3560 LET OMEG=2*PI*F0
3570 IF Cx<>"C" THEN GO TO 3600
3580 LET CVY0=CVY/X0/OMEG*1000000
3590 PRINT "Cv(pF)= ",CVY0
3600 IF Cx<>"L" THEN GO TO 3650
3610 LET RL=RP*X0/(1+F0^2/F1E/F2E)
3620 LET OML=RL*SQR (F1E/F2E)
3630 PRINT "R(Ohm)= ",RL
3640 PRINT "Omega*L(Ohm)= ",OML
3650 IF Cx<>"D" THEN GO TO 3680
3660 LET RD=RP*X0
3670 PRINT "Rd(Ohm)= ",RD
3680 PRINT
3690 LET POM5=PI*F0/150000*SQR ((150000/F0/A0)^2-1)
3700 GO SUB 2440
3710 LET POM2=X0*(X1/(Y(1)+BLY))
3720 LET C1R=1/POM2
3730 LET C1R=C1R/OMEG*1000000
3740 PRINT "C(1)(pF)= ",C1R
3750 FOR K=2 TO INT ((N+1)/2)
3760 LET C1R=1/X0/(X1/Y(K))/OMEG*1000000
3770 PRINT "C(",;K,") (pF)= ",C1R
3780 NEXT K
3790 PRINT
3800 FOR K=1 TO INT (N/2)+1
3810 LET LRES=L(K)/POM5
3820 PRINT "L(",;K,") (mm)= ",LRES
3830 NEXT K
3840 PRINT
3850 INPUT "Impedance OK: Y/N =? ",;A
3860 IF AX<>"N" THEN GO TO 2940
3870 STOP

```

Tab. 16. Program pro návrh tranzistorových oscilátorů se sériovou zpětnou vazbou

```

5 REM OSCILATOR SE SERIOVOU ZPETNOU VAZBOU
10 REM
15 REM OTYPKA 12/1988, ZX SPECTRUM
20 REM
25 REM TRANZISTOR JE POPSAN MALOSIGNALOVYMI S-PARAMETRY
30 REM (Z0=500OHM) MEZI BRANOU 1 A 2 VE TRECH KMITOCTOVYCH
35 REM BODECH-VIZ 1300 DATA.
40 REM JE URCENA ROZSIRENA S-MATICE TRANZISTORU JAKO TROJBRANU.
45 REM KE DVEMA ZVOLENYM BRANAM TRANZISTORU PRIPOJIME ZVOLENE
50 REM JEDNOBRANU, NA TRETI BRANE TRANZISTORU SE VYPOCTE
55 REM IMPEDANCE.TATO IMPEDANCE SE DALE TRANSFORMUJE ZVOLENYM
60 REM DUOJBRANEM, KTERY JE PRIPOJEN K TRETI BRANE TRANZISTORU.
65 REM URCI SE KOEF. ODRAZU (GAMA) VZHLEDEM KE ZVOLENE
70 REM NORMALIZACNI IMPEDANCII Z0SD.
75 REM DO S.D. SE VYNESE NA TRECH KMITOCTECH BUD GAMA NEDO
80 REM 1/(GAMA) - VOLIME INVER. S.D.
85 REM BOD ODPovidajici PRVNIMU KMITOCTU JE OZNACEN *.
90 REM PRI VYSETROVANI STABILITY SE NAHRADI ABS(S21) NOVOU
95 REM HODNOTOU 1.2*ABS(S21) - VIZ 2120.
100 REM BODY LEZICI MIMO OBLAST STANDARTNIHO S.D. JSOU
105 REM UMISTENY NA JEHO OKRAJ.SPOJnice TECHTO BODU NEJSOU
110 REM OSETRENY A MOHOU PRIPADNE PROCHAZET VNITRKEM S.D.
115 REM
120 REM NEJPRVE SI ZVOLIME BRANU - BRANA, KE KTERE JE PRIPOJEN
125 REM TRANSFORMACNI DUOJBRAN.
130 REM PRVKY DUOJBRANU SE NACITAJI A TRANSFORMACE SE PROVADI
135 REM PODPROGRAMEM S NAVESTIM 4000.

```

```

140 REM PRUKY JEDNOBRANU SE NACITAJI A VYPOCET KOEF. ODRAZU
145 REM SE PROVADI PRO NASLEDUJICI BRANU V CYKLICKEM PORADI
150 REM PROGRAMEM S NAVESTIM 5000.
155 REM PRUKY JEDNOBRANU SE NACITAJI A VYPOCET KOEF. ODRAZU
160 REM SE PROVADI PRO POSLEDNI BRANU TRANZISTORU V
165 REM CYKLICKEM PORADI PROGRAMEM S NAVESTIM 6000.
170 REM
175 REM PROGRAM OBSAHUJE JAKO PRIKLAD RESENI OSCILATORU
180 REM S TRANZISTOREM BFR90, UKE/IK=6V/15MA, S-PAR. (1-B, 2-K, 3-E)
185 REM UVEDENI PRO 1.4.1.7 A 2 GHZ.
190 REM V BAZI JE SERIOVY OBVOD TVORENY LB, CB A RB,
195 REM V EMITORU JE PARALELNI OBVOD TVORENY LE, CE, RE
200 REM A KE KOLEKTORU JE DO SERIE PRIPOJEN LC.
205 REM VOLIME-LI LB=8NH, CB=8PF, RB=10HM, LE=6.8NH,
210 REM CE=2PF, RE=1000HM, LC=0NH, PAK DOSTANEME NA KMITOCTU
215 REM 1700MHZ PRO IMPEDANCI NA KOLEKTORU (LC=0) TRANZISTORU
220 REM Z'=-2SD*(1+j0)*42=-42 OHM
225 REM PRIPOJIME-LI TEDY KE KOLEKTORU IDEALNI REZISTOR
230 REM O ODPORU NE VETSIM NEZ 42 OHM, OSCILATOR Bude
235 REM KMITAT (A Bude STABILNI).
240 REM
245 REM VYPOCTY V PODPROGRAMECH 4000, 5000 A 6000 PROVEDEME
250 REM S VYUZITIM NASLEDUJICICH PODPROGRAMU
255 REM 530 FI=ATN(Y,X), (-PI,PI)
260 REM 640 PREVRACENA HODNOTA KOMPLEXNIHO CISLA
265 REM 710 TRANSFORMACE NA VEDENI
270 REM 900 KOEFICIENT ODRAZU ZNAME-LI IMPEDANCE
275 REM (1020 SMITHUV DIAGRAM - S.D.)
280 REM (1450 APROXIMACE VE TRECH BODECH PARABOLOU)
285 REM 1890 NASOBENI CI DELENI KOMPLEXNICH CISEL
290 REM (2030-2610 ROZSIRENA S-MATICE TRANZISTORU)
295 REM 3550 IMPEDANCE JE-LI ZNAME KOEFICIENT ODRAZU
300 REM HVEZDICKA ZA ZNAKEM V PREDCHOZI CASTI ZNACI KOMPLEXNE
305 REM SDRUZENE CISLO.
310 REM
315 REM PROGRAM UMOZNUJE ZAHRNOUT DO VYPOCTU VETSINU
320 REM PARAZITNICH PRVKU OBVODU OSCILATORU A ZKOMAT
325 REM PODMINKY STABILITY.
330 REM S-PARAMETRY JSOU APROXIMOVANY NA ZVOLENYCH KMITOCTECH
335 REM PARABOLOU. TATO APROXIMACE NENI OPTIMALN.
500 CLS : LET B*=Y
510 DIM G(3,4,2): DIM S(3,3,3,2)
520 GO TO 1240
530 REM FI(-PI,PI)=ATN(Y,X)
540 IF X=0 THEN GO TO 600
550 IF Y=0 THEN GO TO 610
560 IF X<0 THEN LET FI=PI*SGN (Y)+ATN (Y/X)
570 IF X>0 THEN LET FI=ATN (Y/X)
580 GO TO 620
590 LET FI=ATN (Y/X): GO TO 620
600 LET FI=PI/2*SGN (Y): GO TO 620
610 LET FI=PI/2*(1-SGN (X))
620 REM KONEC ATN
630 RETURN
640 REM SUB INVIMITANCE
650 REM VSTUP: R, X, VYSTUP: G, B
660 LET P=SQR (R*R+X*X): LET Y=X: LET X=R
670 GO SUB 530: REM ATN(Y,X)
680 LET P=1/P: LET FI=-FI
690 LET G=P*COS (FI): LET B=P*SIN (FI)
700 RETURN
710 REM SUB TRANSFORMACE NA VEDENI
720 REM VSTUP: IMITANCE Z0, R1, X1, KMITOCET F0(MHz)
730 REM A DELKA VEDENI L0(mm)
740 REM VYSTUP: IMITANCE R2, X2
750 LET F1=PI/1.5*0.00001*F0*L0
760 LET F2=COS (F1): LET F3=SIN (F1)
770 LET F1=F2*Z0-F3*X1
780 LET F4=R1*F3
790 LET P1=SQR (F1*F1+F4*F4)
800 LET Y=F4: LET X=F1
810 GO SUB 530: LET F5=FI
820 LET F1=R1*F2
830 LET F4=Z0*F3+X1*F2
840 LET P2=SQR (F1*F1+F4*F4)
850 LET Y=F4: LET X=F1
860 GO SUB 530: LET F6=FI
870 LET F5=F6-F5: LET P1=P2*Z0/P1
880 LET R2=F1*COS (F5): LET X2=P1*SIN (F5)
890 RETURN
900 REM SUB KOEF. ODRAZU
910 REM VSTUP: R, X, R0
920 REM VYSTUP: G1, JG2
930 LET P1=SQR ((R-R0)*(R-R0)+X*X)
940 LET Y=X: LET POMM=X: LET X=R-R0
950 GO SUB 530: LET F1=FI
960 LET P2=SQR ((R+R0)*(R+R0)+POMM*POMM)
970 LET Y=POMM: LET X=R+R0
980 GO SUB 530: LET F2=FI

```

```

990 LET G1=P1/P2*COS (F1-F2)
1000 LET G2=P1/P2*SIN (F1-F2)
1010 RETURN
1020 REM SUB S.D.
1030 REM STRED (X0,Y0)=(170,85)
1040 REM POLOMER R0=80
1050 REM TEDY X=X0+R0*G1, Y=Y0+R0*G2
1060 REM KDE GAMMA=G1+j*G2
1070 PLOT 90,85: DRAW 160,0
1080 PLOT 170,5: DRAW 0,160
1090 CIRCLE 170,85,80: CIRCLE 190,85,60
1100 CIRCLE 210,85,40: CIRCLE 230,85,20
1110 PLOT 250,85: DRAW -136.6,56.6,-PI/4
1120 PLOT 250,85: DRAW -136.6,-56.6,PI/4
1130 PLOT 250,85: DRAW -80,80,-PI/2
1140 PLOT 250,85: DRAW -80,-80,PI/2
1150 PLOT 250,85: DRAW -23.4,56.6,-3*PI/4
1160 PLOT 250,85: DRAW -23.4,-56.6,3*PI/4
1170 PRINT AT 11,20;"1"
1180 PRINT AT 11,10;"0"
1190 PRINT AT 11,15;"1/3"
1200 PRINT AT 3,11;"J.414"
1210 PRINT AT 3,26;"J2.41"
1220 PRINT AT 0,21;"J"
1230 RETURN
1240 REM OSCILATOR
1250 REM PRED SPUSTENIM NACTI
1260 REM KMITOCTY A S-PARAMETRY
1270 REM DO 1300 DATA V PORADI
1280 REM F1(MHz), ABSS11(1), ARGS11(st.), ABSS12(1), ARGS12(st.), ...
1290 REM .., F2(MHz), .., F3, .., ABSS21, ARGS21, ABSS22, ARGS22
1300 DATA 1400,.187,131,.154,72,2.36,63,.44,-42
1301 DATA 1700,.214,127,.182,69,2.38,61,.427,-44
1302 DATA 2000,.253,126,.212,65,2.08,53,.394,-51
1310 DIM T(3,2,2): DIM F(3,2)
1320 FOR I=1 TO 3
1330 READ F(I,1)
1340 FOR J=1 TO 2
1350 FOR K=1 TO 2
1360 FOR L=1 TO 2
1370 READ T(I,J,K,L)
1380 NEXT L: NEXT K: NEXT J: NEXT I
1390 REM URCEN VYSETROVANE BRANY(JEDNA ZE TRI)
1400 INPUT "VYSETROVANA BRANA(1,2 n. 3)=?";BRANA
1410 INPUT "F1,F2,F3(MHz)=?",F(1,2);";F(2,2);";F(3,2)
1420 LET A*=Y
1430 DIM A(3,2,2,2)
1440 GO TO 1540
1450 REM SUB: KOEF. PARABOLY S=A+B*F+C*F^2
1460 REM VSTUP: F1,F2,F3,S1,S2,S3
1470 REM VYSTUP: A,B,C
1480 LET DH=F2*F3^2+F1*F2^2+F3*F1^2-(F2*F1^2+F1*F3^2+F3*F2^2)
1490 LET DA=S1*F2*F3^2+S3*F1*F2^2+S2*F3*F1^2-
(S3*F2*F1^2+S2*F1*F3^2+S1*F3*F2^2)
1500 LET DB=S2*F3^2+S1*F2^2+S3*F1^2-(S2*F1^2+S1*F3^2+S2*F2^2)
1510 LET DC=F2*S3+F1*S2+F3*S1-(F2*S1+F1*S3+F3*S2)
1520 LET A=DA/DH: LET B=DB/DH: LET C=DC/DH
1530 RETURN
1540 REM APROXIMACE S-PAR. PRO
1550 REM VYSETR. KMIT. PARABOLOU
1560 LET F1=F(1,1): LET F2=F(2,1): LET F3=F(3,1)
1570 FOR J=1 TO 2
1580 FOR K=1 TO 2
1590 FOR L=1 TO 2
1600 LET S1=T(1,J,K,L)
1610 LET S2=T(2,J,K,L)
1620 LET S3=T(3,J,K,L)
1630 GO SUB 1450
1640 FOR I=1 TO 3
1650 LET A(I,J,K,L)=A+B*F(I,2)+C*F(I,2)^2
1660 NEXT I
1670 NEXT L: NEXT K: NEXT J
1680 LET B*=N: LET E*=Y
1690 REM KONEC APROXIMACE
1700 REM NACTENI DAT VNEJSICH OBVODU
1710 REM
1720 REM S.D.: 1/GAMA* n. GAMA
1730 INPUT "INVERTOV. S.D. Y/N=?";C*
1740 REM Z0SD: PRO S.D.
1750 INPUT "Z0SD(ohm)=?";Z0SD
1760 DIM J(3): DIM J*(3)
1770 LET J(1)=BRANA
1780 LET J(2)=BRANA+1-3*INT (BRANA/3)
1790 LET J(3)=BRANA+2-3*INT ((BRANA+1)/3)
1800 FOR I=1 TO 3
1810 IF J(I)=1 THEN GO TO 1840
1820 IF J(I)=2 THEN GO TO 1850
1830 IF J(I)=3 THEN GO TO 1860

```

```

1840 INPUT "NACTENI-BRANA 1 Y/N=?";J*(I): GO TO 1870
1850 INPUT "NACTENI-BRANA 2 Y/N=?";J*(I): GO TO 1870
1860 INPUT "NACTENI-BRANA 3 Y/N=?";J*(I)
1870 NEXT I
1880 GO TO 1980
1890 REM SUB NAS. N. DEL. K. C.
1900 REM VSTUP: IND,R1,X1,R2,X2
1910 REM VYSTUP: R3,X3
1920 IF IND=2 THEN GO TO 1950
1930 LET R3=R1*R2-X1*X2
1940 LET X3=X1*R2+X2*R1: GO TO 1970
1950 LET R3=(R1*R2+X1*X2)/(R2*R2+X2*X2)
1960 LET X3=(X1*R2-X2*R1)/(R2*R2+X2*X2)
1970 RETURN
1980 REM GAMMA NA F1V,F2V,F3V
1990 REM VE S.D. NA BRANE BRANA
2000 IF IX="N" THEN GO TO 2020
2010 GO SUB 1020
2020 LET POM=PI/180
2030 REM URCENI PRVUKU ROZSIRENE
2040 REM S-MATICE
2050 IF AX="N" AND BX=EX THEN GO TO 2610
2060 FOR I=1 TO 3
2070 LET RST11=A(I,1,1,1)*COS (POM*A(I,1,1,2))
2080 LET IST11=A(I,1,1,1)*SIN (POM*A(I,1,1,2))
2090 LET RST12=A(I,1,2,1)*COS (POM*A(I,1,2,2))
2100 LET IST12=A(I,1,2,1)*SIN (POM*A(I,1,2,2))
2110 LET POM1=1
2120 IF BX="Y" THEN LET POM1=1.2
2130 LET RST21=POM1*A(I,2,1,1)*COS (POM*A(I,2,1,2))
2140 LET IST21=POM1*A(I,2,1,1)*SIN (POM*A(I,2,1,2))
2150 LET RST22=A(I,2,2,1)*COS (POM*A(I,2,2,2))
2160 LET IST22=A(I,2,2,1)*SIN (POM*A(I,2,2,2))
2170 REM S33
2180 LET R1=RST11+RST12+RST21+RST22
2190 LET X1=IST11+IST12+IST21+IST22
2200 LET R2=4-R1
2210 LET X2=-X1: LET IND=2
2220 GO SUB 1890
2230 LET S(I,3,3,1)=R3: LET S(I,3,3,2)=X3
2240 REM S32
2250 LET R1=.5*(1+S(I,3,3,1))
2260 LET X1=.5*S(I,3,3,2)
2270 LET R2=1-RST12-RST22
2280 LET X2=-IST12-IST22: LET IND=1
2290 GO SUB 1890
2300 LET S(I,3,2,1)=R3: LET S(I,3,2,2)=X3
2310 REM S23
2320 LET R2=1-RST21-RST22
2330 LET X2=-IST21-IST22
2340 GO SUB 1890
2350 LET S(I,2,3,1)=R3: LET S(I,2,3,2)=X3
2360 REM S22
2370 LET R1=S(I,2,3,1): LET X1=S(I,2,3,2)
2380 LET R2=S(I,3,2,1): LET X2=S(I,3,2,2)
2390 LET IND=1: GO SUB 1890
2400 LET R1=R3: LET X1=X3
2410 LET R2=1+S(I,3,3,1): LET X2=S(I,3,3,2)
2420 LET IND=2: GO SUB 1890
2430 LET S(I,2,2,1)=RST22+R3
2440 LET S(I,2,2,2)=IST22+X3
2450 REM S21
2460 LET S(I,2,1,1)=1-S(I,2,2,1)-S(I,2,3,1)
2470 LET S(I,2,1,2)=-S(I,2,2,2)-S(I,2,3,2)
2480 REM S12
2490 LET S(I,1,2,1)=1-S(I,2,2,1)-S(I,3,2,1)
2500 LET S(I,1,2,2)=-S(I,2,2,2)-S(I,3,2,2)
2510 REM S31
2520 LET S(I,3,1,1)=1-S(I,3,3,1)-S(I,3,2,1)
2530 LET S(I,3,1,2)=-S(I,3,3,2)-S(I,3,2,2)
2540 REM S13
2550 LET S(I,1,3,1)=1-S(I,2,3,1)-S(I,3,3,1)
2560 LET S(I,1,3,2)=-S(I,2,3,2)-S(I,3,3,2)
2570 REM S11
2580 LET S(I,1,1,1)=1-S(I,2,1,1)-S(I,3,1,1)
2590 LET S(I,1,1,2)=-S(I,2,1,2)-S(I,3,1,2)
2600 NEXT I
2610 REM URCENA ROZS. S-MATICE
2620 REM JADRO PROGRAMU
2630 FOR I=1 TO 3
2640 LET F0=F(I,2)
2650 REM BRANA J(3)
2660 IF J*(3)="N" AND AX="N" AND BX=EX THEN GO TO 2680
2670 GO SUB 6000: REM BRANA J(3)
2680 LET R1=S(I,J(3),J(3),1): LET X1=S(I,J(3),J(3),2)
2690 LET R2=G(I,3,1): LET X2=G(I,3,2): LET IND=1
2700 GO SUB 1890
2710 LET JMR=1-R3: LET JMI=-X3
2720 LET R1=S(I,J(1),J(3),1): LET X1=S(I,J(1),J(3),2)
2730 GO SUB 1890
2740 LET S13G3R=R3: LET S13G3I=X3
2750 LET R1=S(I,J(2),J(3),1): LET X1=S(I,J(2),J(3),2)
2760 GO SUB 1890
2770 LET S23G3R=R3: LET S23G3I=X3
2780 LET R1=S(I,J(3),J(1),1): LET X1=S(I,J(3),J(1),2)
2790 LET R2=S13G3R: LET X2=S13G3I
2800 GO SUB 1890
2810 LET R1=R3: LET X1=X3
2820 LET R2=JMR: LET X2=JMI: LET IND=2
2830 GO SUB 1890
2840 LET B1A1R=S(I,J(1),J(1),1)+R3
2850 LET B1A1I=S(I,J(1),J(1),2)+X3
2860 LET R1=S13G3R: LET X1=S13G3I
2870 GO SUB 1890
2880 LET R1=S(I,J(3),J(2),1): LET X1=S(I,J(3),J(2),2)
2890 LET R2=R3: LET X2=X3: LET IND=1
2900 GO SUB 1890
2910 LET S12R=S(I,J(1),J(2),1)+R3: LET S12I=S(I,J(1),J(2),2)+X3
2920 LET R1=S23G3R: LET X1=S23G3I
2930 LET R2=JMR: LET X2=JMI: LET IND=2
2940 GO SUB 1890
2950 LET R1=R3: LET X1=X3: LET IND=1
2960 LET R2=S(I,J(3),J(1),1): LET X2=S(I,J(3),J(1),2)
2970 GO SUB 1890
2980 LET S21R=S(I,J(2),J(1),1)+R3: LET S21I=S(I,J(2),J(1),2)+X3
2990 LET R2=S(I,J(3),J(2),1): LET X2=S(I,J(3),J(2),2)
3000 GO SUB 1890
3010 LET S22R=S(I,J(2),J(2),1)+R3: LET S22I=S(I,J(2),J(2),2)+X3
3020 LET R1=S12R: LET X1=S12I
3030 LET R2=S21R: LET X2=S21I
3040 GO SUB 1890
3050 LET S1221R=R3: LET S1221I=X3
3060 REM BRANA J(2)
3070 IF J*(2)="N" AND AX="N" AND BX=EX THEN GO TO 3090
3080 GO SUB 5000: REM BRANA J(2)
3090 LET R1=S1221R: LET X1=S1221I
3100 LET R2=G(I,2,1): LET X2=G(I,2,2): LET IND=1
3110 GO SUB 1890
3120 LET S1221GR=R3: LET S1221GI=X3
3130 LET R1=S22R: LET X1=S22I
3140 GO SUB 1890
3150 LET R2=1-R3: LET X2=-X3: LET IND=2
3160 LET R1=S1221GR: LET X1=S1221GI
3170 GO SUB 1890
3180 LET G(I,1,1)=B1A1R+R3
3190 LET G(I,1,2)=B1A1I+X3
3200 REM URCENI ODRAZ NA BRANE
3210 REM BRANA - J(1), NORMOV.
3220 REM K 50 ohm
3230 GO SUB 4000: REM BRANA J(1)
3240 REM HLEDANY ODRAZ G(I,4,1)+JG(I,4,2), NORM. K ZOSD
3250 REM PRENESENÍ DO S.D.
3260 REM MERITKO VIZ SUB S.D.
3270 IF C*="N" THEN GO TO 3310
3280 LET R=G(I,4,1): LET X=-G(I,4,2)
3290 GO SUB 640
3300 LET G(I,4,1)=G: LET G(I,4,2)=B
3310 LET OMEZ=SQR (G(I,4,1)*G(I,4,1)+G(I,4,2)*G(I,4,2))
3320 IF OMEZ<=1.03 THEN GO TO 3350
3330 LET G(I,4,1)=1.03*G(I,4,1)/OMEZ
3340 LET G(I,4,2)=1.03*G(I,4,2)/OMEZ
3350 IF I>1 THEN GO TO 3450
3360 LET G1=170+80*G(I,4,1)
3370 LET G2=85+80*G(I,4,2)
3380 PRINT AT 0,0;"ZOSD=";ZOSD;"ohm"
3390 PRINT AT INT ((175-62)/8),INT (G1/B),""
3400 PRINT AT 1,0;"J(1)=";J(1);"-4000"
3410 PRINT AT 2,0;"J(2)=";J(2);"-5000"
3420 PRINT AT 3,0;"J(3)=";J(3);"-6000"
3430 PLOT G1,G2
3440 GO TO 3460
3450 DRAW 80*(G(I,4,1)-G((I-1),4,1)),80*(G(I,4,2)-G((I-1),4,2))
3460 PRINT AT (I+3),0;F(I,2);" MHz"
3470 NEXT I
3480 LET EX=BX: INPUT "STABILITA Y/N=?";BX
3490 IF BX="Y" THEN GO TO 2050
3500 INPUT "MAZANI OBRAZU Y/N=?";DX
3510 IF DX="Y" THEN CLS
3520 INPUT "ZMENA KMITOCTU-Y/N=?";AX
3530 IF AX="Y" THEN GO TO 1410
3540 GO TO 1690: REM VNEJSI OBVODY
3550 REM SUB IMPEDANCE/KOEF. ODRAZU
3560 REM VSTUP: G1+JG2,R0
3570 REM VYSTUP: R+JX

```

```

3580 LET P1=SQR ((1+G1)*(1+G1)+G2*G2)
3590 LET Y=G2: LET X=1+G1
3600 GO SUB 530: LET F1=FI
3610 LET P2=SQR ((1-G1)*(1-G1)+G2*G2)
3620 LET Y=-G2: LET X=1-G1
3630 GO SUB 530: LET F2=FI
3640 LET R=R0*P1/P2*COS (F1-F2)
3650 LET X=R0*P1/P2*SIN (F1-F2)
3660 RETURN
3670 STOP
4000 REM TRANSFORMACE NA BRANE J(1)
4010 REM VSTUP: G(I,1,1)+jG(I,1,2), J(1), F0(MHz), Z0=50 ohm
4020 REM VYSTUP: G(I,4,1)+jG(I,4,2) NORMOVANO K Z0SD
4030 IF J(1)="N" OR I(1) OR B="Y" THEN GO TO 4200
4040 REM NACTENI PRVKU DVOJBRANU
4050 INPUT "LC(nH)="?;LC
4200 REM VYPOCET G(I,4,1)+jG(I,4,2)
4210 LET G1=G(I,1,1): LET G2=G(I,1,2): LET R0=50: GO SUB 3550
4220 LET R0=Z0SD
4230 LET PON=2*PI*.001
4240 LET R=R: LET X=X+PON*F0*LC
4250 GO SUB 900
4260 LET G(I,4,1)=G1: LET G(I,4,2)=G2
4990 RETURN
5000 REM ODRAZ NA BRANE J(2)
5010 REM VSTUP: J(2), F0(MHz), Z0=50 ohm
5020 REM VYSTUP: G(I,2,1)+jG(I,2,2) NORMOVANO K 50 ohm

```

Tab. 17. Program pro tzv. komplexně sdružené přizpůsobení dvojbranu popsaného parametry S

```

10 REM KOMPLEXNE SDRUZENE PRIZPUSOBENI, OT7/87.
20 INPUT "ABS(S11)="?;VS11,"ARG(S11)="?;P
30 LET FS11=PI/180*P: LET RS11=VS11*COS FS11
35 LET IS11=VS11*SIN FS11
40 INPUT "ABS(S12)="?;VS12,"ARG(S12)="?;P
50 LET FS12=PI/180*P: LET RS12=VS12*COS FS12
55 LET IS12=VS12*SIN FS12
60 INPUT "ABS(S21)="?;VS21,"ARG(S21)="?;P
65 LET FS21=PI/180*P: LET RS21=VS21*COS FS21
67 LET IS21=VS21*SIN FS21
70 INPUT "ABS(S22)="?;VS22,"ARG(S22)="?;P
75 LET FS22=PI/180*P: LET RS22=VS22*COS FS22
77 LET IS22=VS22*SIN FS22
80 REM URCENI DETERMINANTU
90 LET VS1122=VS11*VS22: LET FS1122=FS11+FS22
100 LET VS1221=VS12*VS21: LET FS1221=FS12+FS21
110 REM ABS D
120 LET R1122=VS1122*COS FS1122
130 LET I1122=VS1122*SIN FS1122
140 LET R1221=VS1221*COS FS1221
150 LET I1221=VS1221*SIN FS1221
160 LET D2=(R1122-R1221)*(R1122-R1221)+(I1122-I1221)*(I1122-I1221)
170 REM STABILITY FACTOR k
180 LET K=(1-VS11^2-VS22^2+D2)/2/VS12/VS21
190 PRINT "k=",K,,
200 LET P1=1-VS11^2
210 PRINT "ABS(S12*S21) < 1-ABS(S11)^2"
220 PRINT VS1221,P1,,
230 LET P1=1-VS22^2

```

```

240 PRINT "ABS(S12*S21) < 1-ABS(S22)^2"
250 PRINT VS1221,P1,,
260 INPUT "POKRACOVANI: JAKEKOLIV CISLO="?;P1
270 REM KOMPLEXNE SDRUZENE PRIZPUSOBENI
280 LET RC1=RS11-((R1122-R1221)*RS22+(I1122-I1221)*IS22)
290 LET IC1=IS11-(-(R1122-R1221)*IS22+RS22*(I1122-I1221))
300 LET B1=1-VS22^2+VS11^2-2*D2
310 LET RC2=RS22-((R1122-R1221)*RS11+(I1122-I1221)*IS11)
320 LET IC2=IS22-(-(R1122-R1221)*IS11+RS11*(I1122-I1221))
330 LET B2=1-VS11^2+VS22^2-D2
340 LET VC1=SQR (RC1*RC1+IC1*IC1)
350 LET VC2=SQR (RC2*RC2+IC2*IC2)
360 LET P1=B1/2/VC1: LET P2=B2/2/VC2
370 LET RGG=RC1/VC1*(P1-SQR (P1*P1-1))
380 LET IGG=IC1/VC1*(P1-SQR (P1*P1-1))
390 LET RGL=RC2/VC2*(P2-SQR (P2*P2-1))
400 LET IGL=IC2/VC2*(P2-SQR (P2*P2-1))
410 REM IMPEDANCE TRANZISTORU
420 LET RC1=1+RGG: LET IC1=IGG
430 LET RJ1=1-RGG: LET IJ1=-IGG
440 LET RC2=1+RGL: LET IC2=IGL
450 LET RJ2=1-RGL: LET IJ2=-IGL

```

```

460 LET P1=RJ1*IJ1+IJ1*IJ1: LET P2=RJ2*IJ2+IJ2*IJ2
470 LET RZG=(RC1*RJ1+IC1*IJ1)/P1*50
480 LET IZG=-(RC1*IJ1-RJ1*IC1)/P1*50
490 LET RZL=(RC2*RJ2+IC2*IJ2)/P2*50
500 LET IZL=-(RC2*IJ2-RJ2*IC2)/P2*50

```

```

510 PRINT "ReZg(Ohm)=",RZG
520 PRINT "-ImZg(Ohm)=",IZG
530 PRINT ""
540 PRINT "ReZl(Ohm)=",RZL
550 PRINT "-ImZl(Ohm)=",IZL,,
560 GO TO 10
570 STOP

```

Tab. 19. Parametry S tranzistoru KT640 ($U_{KE} = 15$ V, $I_K = 30$ mA, $\arg S_{ij} [^\circ]$)

f [GHz]	S _{11B}		S _{21B}		S _{12B}		S _{22B}	
	S ₁₁	arg S ₁₁	S ₂₁	arg S ₂₁	S ₁₂	arg S ₁₂	S ₂₂	arg S ₂₂
1	0,985	157,9	1,907	-36,7	0,032	145,0	1,107	-35,4
1,5	1,035	145,8	1,935	-57,4	0,068	137,0	1,145	-53,1
2	1,120	133,2	1,925	-81,8	0,140	122,8	1,269	-67,0
2,5	1,163	121,0	1,805	-110,7	0,211	103,4	1,265	-97,7
3	1,172	99,5	1,713	-141,1	0,304	83,1	1,294	-115,6
3,5	1,104	86,8	1,403	-173,3	0,355	61,5	1,199	-143,0
4	0,908	68,9	1,177	158,2	0,396	44,9	1,142	-163,0

NČSAV připravuje [39] Otýpka, J.: Antény pro družicový příjem. (V tisku, inform. 2363065, l. 298).

KY132/80	0,90	KC508	5,80	KO635	2,50	KT207/200	21,-	4046	16,20	MH1SS1	4,10
KY708	5,80	KC509	6,80	KO636	2,80	MH 7400	3,10	4066	8,80	MAA 7230N	7,80
KY712	6,90	KC 307A	2,20	KO637	2,80	MH 7405	3,70	4311	19,50	UA 7915	8,80
KZ 260/..	3,10	KC 307B	2,20	KO638	2,80	MH 7490A	6,-	4518	13,40	TDB 2905	9,80
KZ 140	2,-	KC 308	2,-	KO639	3,30	MH 7493A	6,-	D8253C-5	57,-	(= 7905)	
KZ141	2,-	KC 308A	2,20	KC 640	3,50	UCY 74123	4,10	8255A	42,-	LQ 425	16,50
KC 237A	1,80	KC 308B	2,20	KF 507	4,40	MH 74154	6,-	MHB 8282	19,-	SE 5021D	1,90
KC 237B	1,80	KC 309B	2,20	KF 508	4,40	D 147D	6,80	M2764AF1	49,-	(=LED ø 5 zel.)	
KC 238	1,50	KD 135	7,40	KF 590	17,70	4001	7,40	MAA 501	4,80	TK, 18p	0,65
KC 238A	1,70	KD 136	7,40	KF 907	6,70	4002	7,40	MAA 502	5,90	TK, 15p	0,65
KC 238B	1,50	KD 138	7,40	KSY 21	6,20	4011	7,40	MAA 503	4,30	TX7822161	3,70
KC 238C	1,60	KD 139	7,80	KSY 62B	6,20	4020	14,20	MAA 741	11,-	(=patice DIL16)	
KC 148	0,90	KD 140	8,40	KSY 82	8,80	4030	7,40	MA 3000	2,80		

keramické kondenzátory monolitické: TK 845, 22n/50V 1,80 ; TK 845, 100n/50V 2,- ; TK 842, 220n/25V 2,40

konektor CENTRONICS 36M, kabelová zástrčka 39,- Kčs / ks

Tab. 18. Parametry S tranzistoru MRF571 firmy Motorola

U _{KE} [V]	I _K [mA]	f [GHz]	S _{11E}		S _{21E}		S _{12E}		S _{22E}	
			S ₁₁	arg S ₁₁	S ₂₁	arg S ₂₁	S ₁₂	arg S ₁₂	S ₂₂	arg S ₂₂
6	5	0,2	0,74	- 86	10,5	129	0,06	48	0,69	- 42
		0,5	0,62	-143	5,5	97	0,08	33	0,41	- 59
		1	0,61	178	3,0	78	0,09	37	0,28	- 69
		1,5	0,65	158	2,0	62	0,11	44	0,26	- 88
		2	0,70	140	1,6	51	0,14	51	0,27	- 99

INZERCE



Inzerci přijímá osobně a poštou Vydatelství Magnet-Press, inzertní oddělení (inzercce ARB), Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9 linka 342, fax 23 62 439 nebo 23 53 271 a redakce AR. Uzávěrka tohoto čísla byla 2. 10. 1992, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Cena za první řádek činí 44 Kčs a za každý další (i započatý) 22 Kčs. Platba za plošnou inzerci se řídí velikostí inzerátu. Za 1 cm² plochy je stanovena cena 18 Kčs. Nejmenší velikost plošného inzerátu je 5,5 x 4 cm. Text pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předloh.

PRODEJ

Fólie do klávesnice (membránu) pro ZX Spectrum (265), ZX Spec. Plus (335), obvod ULA (225) – nejporuchovější obvod ZX Spectra. R. Buček, I. Šustaly 1083, 742 21 Kopřivnice.

OK3 – TA3 kvalitní zes. do ant. krabice.
Pásmové: AZP 21-60S 30-22/2 dB (239); AZP 21-60 20/3 dB; AZP 49-50 17/3 dB; AZP 6-12 20/2 dB; AZP 1-60 20/6 dB. Kanálové: AZK.. (VHF 25/1,5 dB, UHF 17/3 dB) vše (179). AZK .. -S 35-25/2 dB (279). Od 10 ks sleva 10 %. Záruka rok. Na zakázkou zádrž, slučovače atd. Přísl.: sym. člen, nap. výhybka (+35). Vývod – šroubovací uchycení – nejrychlejší, nejspelehlivější. Dobírkou: AZ, p. box 18, 763 14 Zlín 12, tel. 067/918 221.

starmans - electronic components

VELKOOBCHOD SE SPECIÁLNÍMI ELEKTRONICKÝMI SOUČÁSTKAMI

Prodej je zaměřen výhradně na zboží od renomovaných firem, které garantují katalogové technické parametry a spolehlivost svých výrobků a na které poskytují záruku.

Jsou to především firmy	PHILIPS	HANDOK
MOTOROLA	HARRIS	HEWLETT PACKARD
INTERNATION. RESTIFER	KEMET	ANALOG DEVICES
BOURNS	SIEMENS	

- 36 000 položek na skladovém seznamu včetně cen, které můžete obdržet na disketě
- Konzultace zaměřené na výběr ekvivalentních součástek a vytipování součástek podle základních technických parametrů
- Katalogové informace, popř. zajištění katalogů od uvedených firem
- Platba v československé měně

Zavolejte k nám.

STARMANS

tel: (02) 424280

Pátého května 1, 140 00 Praha 4

fax: 427829